



01. 22343  
Dessuand

(2)

1117 U.S. PRO  
10/075721



# BREVET D'INVENTION

CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION

## COPIE OFFICIELLE

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

21 JAN. 2002

Fait à Paris, le

Pour le Directeur général de l'Institut  
national de la propriété industrielle  
Le Chef du Département des brevets

Martine PLANCHE

INSTITUT  
NATIONAL DE  
LA PROPRIÉTÉ  
INDUSTRIELLE

SIEGE  
26 bis, rue de Saint Petersburg  
75800 PARIS cedex 08  
Téléphone : 33 (1) 53 04 53 04  
Télécopie : 33 (1) 42 93 59 30  
www.inpi.fr

**This Page Blank (uspto)**



26 bis, rue de Saint Pétersbourg  
75800 Paris Cedex 08  
Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

# BREVET D'INVENTION

## CERTIFICAT D'UTILITÉ

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI

**cerfa**  
N° 11354\*01

## REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 1/2

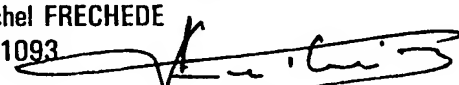
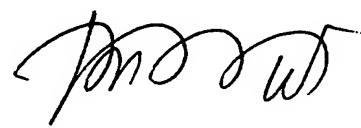
Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 540 W / 190600

<b>REMISE DES PIÈCES</b> DATE <b>21 FEV 2001</b> LIEU <b>75 INPI PARIS</b> N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI <b>0102343</b> DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI <b>21 FEV. 2001</b>		<b>1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE</b> À QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE  <b>CABINET PLASSERAUD</b>  <b>84, rue d'Amsterdam</b> <b>75440 PARIS CEDEX 09</b>	
<b>Vos références pour ce dossier</b> (facultatif) <b>BFF010016-MF/EMA</b>			
<b>Confirmation d'un dépôt par télécopie</b> <input type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie			
<b>2 NATURE DE LA DEMANDE</b> Demande de brevet <input checked="" type="checkbox"/> Demande de certificat d'utilité <input type="checkbox"/> Demande divisionnaire <input type="checkbox"/> <i>Demande de brevet initiale</i> N° _____ Date ____/____/____ <i>ou demande de certificat d'utilité initiale</i> N° _____ Date ____/____/____ Transformation d'une demande de brevet européen <i>Demande de brevet initiale</i> <input type="checkbox"/> N° _____ Date ____/____/____		<b>Cochez l'une des 4 cases suivantes</b>	
<b>3 TITRE DE L'INVENTION</b> (200 caractères ou espaces maximum)  <b>PROCEDE ET SYSTEME DE CODAGE-DECODAGE ITERATIF DE FLUX DE DONNEES NUMERIQUES CODEES PAR COMBINAISONS SPATIO-TEMPORELLES, EN EMISSION ET RECEPTION MULTIPLE.</b>			
<b>4 DÉCLARATION DE PRIORITÉ</b> <b>OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE</b> <b>LA DATE DE DÉPÔT D'UNE</b> <b>DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE</b>		Pays ou organisation _____ N° _____ Date ____/____/____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date ____/____/____ Pays ou organisation _____ N° _____ Date ____/____/____ <input type="checkbox"/> <b>S'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»</b>	
<b>5 DEMANDEUR</b> Nom ou dénomination sociale Prénoms Forme juridique N° SIREN Code APE-NAF Adresse Rue Code postal et ville Pays Nationalité N° de téléphone (facultatif) N° de télécopie (facultatif) Adresse électronique (facultatif)		<input type="checkbox"/> <b>S'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé «Suite»</b>  <b>FRANCE TELECOM</b>  <b>Société Anonyme</b> <b>380129866</b>  <b>6, place d'Alleray 75015 PARIS</b>  <b>FRANCE</b> <b>Française</b>	

**BREVET D'INVENTION**  
**CERTIFICAT D'UTILITÉ**

REQUÊTE EN DÉLIVRANCE 2/2

REMISE DES PIÈCES DATE <b>21 FEV 2001</b> LIEU <b>75 INPI PARIS</b> N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUÉ PAR L'INPI <b>0102343</b>		Réservé à l'INPI	DB 540 W / 190600
<b>Vos références pour ce dossier :</b> <i>(facultatif)</i>		<b>BFF010016-MF/EMA</b>	
<b>6 MANDATAIRE</b> Nom Prénom Cabinet ou Société  N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel  Adresse Rue Code postal et ville N° de téléphone <i>(facultatif)</i> N° de télécopie <i>(facultatif)</i> Adresse électronique <i>(facultatif)</i>		<b>Cabinet PLASSERAUD</b>  <b>84, rue d'Amsterdam</b>  <b>75009 PARIS</b>	
<b>7 INVENTEUR (S)</b>			
Les inventeurs sont les demandeurs		<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non <b>Dans ce cas fournir une désignation d'inventeur(s) séparée</b>	
<b>8 RAPPORT DE RECHERCHE</b>		<b>Uniquement pour une demande de brevet (y compris division et transformation)</b>	
Établissement immédiat ou établissement différé		<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance		<b>Paiement en deux versements, uniquement pour les personnes physiques</b> <input type="checkbox"/> Oui <input type="checkbox"/> Non	
<b>9 RÉDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES</b>		<b>Uniquement pour les personnes physiques</b> <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention <i>(joindre un avis de non-imposition)</i> <input type="checkbox"/> Requête antérieurement à ce dépôt <i>(joindre une copie de la décision d'admission pour cette invention ou indiquer sa référence)</i>	
Si vous avez utilisé l'imprimé «Suite», indiquez le nombre de pages jointes			
<b>10 SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE</b> (Nom et qualité du signataire) Michel FRECHEDE 92-1093		<b>VISA DE LA PRÉFECTURE OU DE L'INPI</b>  	

PROCEDE ET SYSTEME DE CODAGE-DECODAGE ITERATIF  
DE FLUX DE DONNEES NUMERIQUES CODEES PAR COMBINAISONS  
SPATIO-TEMPORELLES, EN EMISSION ET RECEPTION MULTIPLE

5 L'invention concerne, en général, les systèmes de transmission en radiofréquences à haut ou très haut débit, utilisables soit dans le cadre de la téléphonie mobile, soit dans le domaine également prometteur de la liaison radiofréquences entre appareils électroniques, en  
10 environnement quelconque.

Dans les domaines d'application précités, la transmission de données numériques à un haut degré de fiabilité et de sécurité se heurte à un obstacle majeur, celui de la transmission de ces données par  
15 l'intermédiaire d'un canal de transmission variable et dont les caractéristiques ne sont pas connues a priori. Les données numériques transmises sont subdivisées en symboles, constitués par des suites de bits de ces données, chaque symbole permettant la modulation d'une  
20 onde radioélectrique porteuse transmise sur le canal.

La très forte demande de processus de transmission fiable à haut débit en radiofréquence a provoqué le lancement et l'exécution de nombreux travaux de recherche relatifs à la définition et à la mise en œuvre de systèmes  
25 de radiocommunication mobiles A.M.R.T. (Accès Multiple à Répartition dans le Temps) de future génération, encore désignés systèmes T.D.M.A. pour *Time Division Multiple Access* en langage anglo-saxon.

Les canaux de transmission en radiofréquences sont  
30 connus par le fait qu'il sont à la fois sélectifs en fréquence et variables dans le temps. La variation

temporelle est consécutive à la mobilité ou à la vitesse du ou des utilisateurs. Leur sélectivité en fréquence résulte des conditions de propagation des signaux radiofréquence par trajets multiples et de la  
5 superposition destructive des signaux reçus, issus des propagations sur ces trajets différents. Le phénomène de sélectivité en fréquence provoque un phénomène d'interférence intersymboles, préjudiciable à la qualité de la transmission et de la détection de ces symboles à  
10 leur réception. Le phénomène d'interférence intersymboles et la complexité des récepteurs sont sensiblement accrus avec le débit de transmission.

Ces caractéristiques spécifiques des canaux de transmission en radiofréquences précédemment citées ont  
15 toujours conduit à la mise en œuvre de systèmes d'interfaçage radiofréquences adaptés particulièrement délicate, ce d'autant plus lorsqu'une transmission à haut débit et à haute efficacité spectrale est recherchée.

Toutefois la sélectivité en fréquence et la  
20 variation temporelle précitées des canaux de transmission en radiofréquences, considérées à priori comme des obstacles majeurs, ont cependant pu faire l'objet jusqu'à ce jour d'investigations, par intermédiaire du concept de diversité, ainsi qu'il sera explicité ci-après.

25 Dans cet ordre d'idées, le concept de turbo-code présenté par C. BERROU, A. GLAVIEUX, P. THITIMAJSHIMA dans l'article intitulé "*Near Shannon limit error correcting coding and decoding : Turbo Codes*", IEEE ICC'93, pp1064-1070 Geneva, Switzerland, May 1993, a permis le regain  
30 d'intérêt des processus itératifs tant du point de vue théorique que du point de vue pratique.

Le succès remarquable d'un tel concept réside dans trois de ses aspects spécifiques : caractère quasi aléatoire, concaténation de plusieurs codes composés de faible complexité, et décodage itératif par entrée/sortie pondérée de chaque code constitutif, grâce à l'utilisation d'information disponible à partir de tous les autres codes.

Une généralisation de ces concepts a conduit à une nouvelle approche, désignée par le principe de turbo-détection, dans le domaine de la théorie de la communication, cette approche consistant en une actualisation récursive d'information aléatoire à posteriori sur des données ou des symboles parmi l'ensemble des fonctions concaténées dans la chaîne de réception.

Le processus de turbo-détection décrit dans l'article publié par C. DOUILLART, M. JEZECHIEL, C. BERROU, A. PICART, P. DIDIER, A. GLAVIEUX et intitulé "Interactive Correction of Intersymbol Interference : Turbo-Equalization" publié dans *European Trans. On Telecommunication*, Vol. 6, pp. 507-511, Septembre 1995, apparaît comme une application pleine d'intérêt du concept de "principe turbo-détection", dans le but de réduire ou inhiber les phénomènes d'interférence intersymboles engendrés par un canal de transmission radiofréquences.

Grâce à une modélisation de la structure d'interférence intersymboles comme un code convolusionnel de rendement unité non systématique non récursif et variable dans le temps, la détection de données et le décodage (égalisation) du canal de transmission peuvent être identifiés formellement à une concaténation série de

deux codes en treillis. Le décodage optimal à maximum de vraisemblance de l'ensemble ainsi formé, conditionné à la connaissance parfaite du canal de transmission, peut alors être atteint grâce à un processus itératif similaire à  
5 celui décrit par S. BENEDETTO, D. DIVSALAR, C. MONTORSI, F. POLLARA, dans l'article intitulé "Serial Concatenation of Interleaved Codes : Performances Analysis, Design and Iterative Decoding" et publié par TDA Progress Report 42-126, Août 1996.

10 Différents domaines présentant un intérêt sont apparus à la suite d'études antérieures relatives à la turbo-détection.

L'un de ces domaines concerne l'estimation d'un canal désadapté, telle que décrite dans l'article de  
15 G. BAUCH, V. FRANZ, intitulé "A Comparizon of Soft-in Soft-out Algorithm for Turbo-Detection" et publié par Proceedings of ICT, vol. 2, pp. 259-263, Portos Carras, Grèce, Juin 1998 et qui a été au moins partiellement résolue par la mise en œuvre d'un récepteur "totalement  
20 turbo" développé par A.O. BERTHET, B. SAYRAC ÜNAL, R. VISOZ. Le concept de base consiste à superposer à l'architecture du turbo-détecteur un processus itératif de réestimation du canal, qui tire parti de l'information disponible sur les symboles après décodage de canal.

25 Un autre de ces domaines soumis à investigation consiste à renforcer le code interne relatif au phénomène d'interférence intersymboles par l'introduction d'une modulation codée en treillis (TCM), ainsi qu'il a été proposé par R. VISOZ, P. TORTELIER et A.O. BERTHET dans  
30 l'article intitulé "Generalised Viterbi Algorithm for Trellis coded Signals transmitted through Broadband



*Wireless Channels*" publié par *Electronic Letters*, pp. 227 à 228, 3 Fev.2000, Vol.36, No.3 et par A.O. BERTHET, R. VISOZ, B. ÜNAL et P. TORTELIER dans l'article intitulé "A Comparison of Several Strategies for Iteratively  
5 Decoding Serially concatenated Convolutional Codes in Multipath Rayleigh Fading Environment" et publié par Proc. IEEE GLOBECOM' 2000, San Francisco USA, Novembre 2000. Dans ce dernier article, un schéma de code TCM concaténé en série a révélé fournir au moins deux avantages selon  
10 lesquels :

1. le décodage peut débiter plus tôt, en comparaison au processus de turbo-détection classique, alors que la performance est asymptotiquement meilleure ;
2. la complexité calculatoire peut être réduite grâce à la  
15 réalisation d'une détection SISO des données et un décodage TCM conjoint sur le seul treillis TCM à états réduits.

Par nature, toutefois, le processus de turbo-détection exploite totalement la diversité introduite par  
20 le codage et l'entrelacement ,et, en conséquence, ses performances sont fortement liées à la profondeur d'entrelacement.

Si le processus se révèle efficace même vis-à-vis des pires configurations d'interférences intersymboles  
25 statiques, il ne peut être spécialement adapté à des profils radiofréquences spécifiques, confer ETSI.GSM Recommandations, 05.05 version 5.8.0 Décembre 1996, où la plupart des sorties du canal sont en général faciles à égaliser mais caractérisées par de profonds  
30 évanouissements de fréquence.

Lorsque la perturbation du canal de transmission engendrée par la variation de la distribution temporelle d'énergie supplante la dispersion sélective en fréquence, le processus de turbo-détection reste sans effet, en particulier dans le cas d'applications sensibles au retard. Confer l'article de M. PUKKILA "Turbo Equalisation for the Enhanced GPRS System" publié par Proc. IEEE conf. PIMRCOO London UK, 2000. C'est la raison pour laquelle, dans le but d'assurer la performance la meilleure possible, les systèmes mobiles TDMA évolués doivent être conçus à la fois pour combattre le phénomène d'interférence intersymboles et pour recouvrir d'autres formes de diversité, c'est-à-dire la diversité spatiale d'antenne.

Pour bénéficier du phénomène de diversité spatiale, grâce aux techniques de codage spatio-temporel, ainsi que décrit par V. TAROCK, N. SESHADRI, A.R. CALDERBANK dans l'article intitulé "Space Time Codes for High Data Rate Wireless Communication : Performance Criterion and Code Construction" et publié par IEEE Trans. Inform. Theory. Vol. 44, n°2, March 1998, tout en mettant en œuvre une turbo-détection, le modèle de communication de base proposé met en œuvre un code externe, essentiel pour le processus de turbo-détection, entrelacé avec une modulation codée en treillis spatio-temporelle (ST-TCM).

En fait, un tel modèle doit être considéré comme une modulation codée en treillis spatio-temporelle concaténée en série. Il permet de maintenir l'avantage essentiel consistant à permettre une égalisation conjointe et un décodage spatio-temporel interne grâce à des algorithmes SISO sous-optimaux de complexité réduite,

contrairement à l'approche plus complexe distincte, décrite par C. BAUCH, A. NAGUILS, N. SESHADRI dans l'article intitulé "*PA Equalisation of Space-Time Coded Signals over Frequency Selective Channels*" et publié par  
5 Proc. Wireless Communications on Networking Conference (WCNC) September 1999, approche selon laquelle la détection de données et le décodage spatio-temporel sont réalisés séparément de manière itérative.

Enfin, différents travaux ayant pour objet  
10 d'apporter une amélioration significative de l'efficacité spectrale des codes du type modulation codée en treillis spatio-temporelle concaténés en série, ci-après désignés codes ST-TCM concaténés en série, ont été publiés.

A la connaissance des inventeurs, il existe au  
15 plus quatre approches distinctes susceptibles de permettre une amélioration de l'efficacité spectrale des codes ST-TCM concaténés en série :

- Une première possibilité consiste à réduire au maximum le rendement ou taux de codage, tant du code interne  
20 que du code externe.

Malheureusement, la réduction du débit de codage de ce code externe a pour conséquence des mauvaises performances de la turbo-détection.

- Une deuxième possibilité consiste à accroître l'ordre  
25 de modulation du code ST-TCM concaténé en série.

Un tel accroissement, toutefois, au-delà d'un ordre 4, par la mise en œuvre des meilleures configurations des codes ST-TCM les plus connus, tels que ceux décrits par V. TAROCK, N. SESHADRI, A.R. CALDERBANK dans l'article  
30 précédemment cité, a pour effet une très forte réduction des performances du code interne, lequel se

ramène à une combinaison du code ST-TCM et du code de canal.

- En raison du fait, toutefois, que les schémas de code TCM concaténés en série consistant en de simples modulations QPSK codées par un code convolutif de rendement 1/2 se sont avérés très efficaces dans le cadre de nombreux environnements d'interférence intersymboles, ainsi que décrit par A.O. BERTHET, R. VISOŽ, B. ÜNAL et P. TORTELIER dans l'article intitulé "*A comparison of Several Strategies for Iteratively Decoding Serially Concatenated Convolutional Codes in Multipath Rayleigh Fading Environment*" précédemment cité, la troisième possibilité consiste à multiplier les données numériques de plusieurs utilisateurs, ou de manière équivalente, différents flux de données distincts, dans le même intervalle de temps du système TDMA. Une telle approche permet d'augmenter l'efficacité spectrale globale du système. Dans le cadre de cette troisième possibilité, une première mise en œuvre peut consister à modéliser une communication multi-utilisateurs en multiplexant plusieurs processus de codage ST-TCM concaténés en série totalement indépendants et en considérant chaque flux de données d'entrée distinct comme un utilisateur spécifique. Une telle mise en œuvre n'exploite toutefois pas le phénomène de diversité spatiale.
- Une quatrième approche consiste enfin à démultiplexer un seul flux de données pré-encodées sur une pluralité d'antennes d'émission, conformément au processus BLAST (*Bell Labs Layered Space-Time*) tel que décrit par

G.J. FOSHINI, G.D. GOLDEM, R.A. VALENZUELA, P.W. WOLANIANSKY, dans l'article intitulé "*Simplified processing for High Spectral Efficiency Wireless Communication Employing Multi-element Arrays*" publié  
5 par IEEE JSAC, Vol. 17, n°11, pp. 1841-1852, novembre 1999.

Dans les deux dernières approches, l'interface radiofréquence ainsi décrite est en particulier basée sur l'utilisation de plusieurs antennes en émission et en  
10 réception et repose, pour atteindre de très hauts débits et une haute efficacité spectrale, sur l'émission en parallèle de plusieurs flux de données codés par un code spatio-temporel, code STC, correspondant sensiblement à un code ST-TCM.

15 En particulier, la technique permettant la mise en œuvre de l'interface radiofréquences précitée présente l'inconvénient majeur de ne pas supporter l'interférence intersymboles, en raison de l'utilisation d'un récepteur linéaire sous optimal dont les performances sont donc, en  
20 l'absence de codage, directement liées au rang de la matrice de transfert représentative du canal de transmission, le phénomène de diversité spatiale à l'émission et à la réception était seul pris en compte.

En outre, du fait du seul traitement linéaire  
25 introduit, le nombre d'antennes en réception ne peut être inférieur au nombre d'antennes en émission, le nombre d'antennes en réception devant même être augmenté, vis-à-vis du nombre d'antennes en émission, afin de tenter d'améliorer les performances et le niveau de qualité de  
30 détection et de réception alors que le canal de transmission d'essai était un canal exempt d'interférences

intersymboles. En conclusion, les performances d'une telle interface radiofréquences restent étroitement liées aux conditions de propagation existant sur le canal de transmission et une application directe d'une telle interface radiofréquences à la radiotéléphonie mobile ne peut être que difficilement envisagée, car les récepteurs de radiotéléphonie mobile, en raison de leur taille et de leur encombrement réduit, n'admettent guère un nombre d'antennes d'émission/ réception supérieur à deux.

La présente invention a pour objet de remédier à l'ensemble des inconvénients des différentes approches de mise en œuvre d'interface radiofréquences de l'art antérieur, et, notamment, de s'affranchir tant des contraintes limitatrices du débit de transmission que des contraintes liées au nombre d'antennes respectif en émission et en réception, tout en prenant en compte le phénomène de diversité spatiale et/ou temporelle en émission et en réception.

En particulier, un objet de la présente invention est la mise en œuvre d'un procédé et d'un système de codage, respectivement de décodage itératif de flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles, en présence d'interférence intersymboles, en émission et en réception multiple capable de permettre la transmission et le décodage de symboles en environnement quelconque, générateur de phénomène d'interférence intersymboles sévère.

Un autre objet de la présente invention est également la mise en œuvre des procédés et des systèmes précités permettant, grâce à leurs performances remarquables de traitement du phénomène d'interférences

intersymboles, d'atteindre des niveaux de débit très élevés susceptibles de faire face à la demande de l'ensemble des systèmes TDMA des générations futures.

Un autre objet de la présente invention est la mise en œuvre des procédés et de systèmes précités, permettant la définition et la réalisation d'interfaces radiofréquences à haute efficacité spectrale et permettant d'atteindre de très hauts débits, malgré la présence du phénomène d'interférence intersymboles, ces interfaces de type universel pouvant être mises en œuvre dans les applications les plus variées.

Un autre objet de la présente invention est, en conséquence, la mise en œuvre d'une interface radiofréquences, mettant en œuvre un processus de turbo-détection, dans lequel le code interne permettant d'égaliser le canal de transmission est renforcé par l'introduction d'une modulation codée en treillis, code TCM, le treillis du code interne résultant pouvant se ramener à une combinaison du code TCM et du canal de transmission, le processus d'égalisation et de décodage du treillis résultant, lorsque ce dernier est réduit, étant ramené à un processus d'égalisation et de décodage conjoint sous-optimal.

Un autre objet de la présente invention est, en conséquence, la mise en œuvre d'une interface radiofréquences dans laquelle, d'une part, le processus de turbo-détection mis en œuvre permet de traiter le phénomène d'interférence intersymboles engendré par l'effet de mémoire du canal de transmission, et, d'autre part, le phénomène d'évanouissement en fréquence lié à la variation de la distribution de l'énergie radiofréquence

dans le canal de transmission est traité, grâce à la mise en œuvre du phénomène de diversité spatiale en émission et en réception.

Un autre objet de la présente invention est, en outre, malgré le phénomène de diversité spatiale introduit, en particulier en émission, la mise en œuvre d'une interface radiofréquences dans laquelle la complexité du récepteur constitutif de cette interface est réduite et où, en outre, le nombre d'antennes de réception est indépendant du nombre d'antennes d'émission.

Un autre objet de la présente invention est enfin la mise en œuvre d'une interface radiofréquences dans laquelle, au niveau du récepteur, le processus de turbo-détection mis en œuvre fait appel à l'algorithme de Viterbi généralisé à entrée/sortie souple, ce qui permet d'exécuter les opérations d'égalisation et de décodage sur des treillis très réduits en complexité, et de réduire corrélativement la complexité calculatoire de ce récepteur, tout en conservant des performances d'égalisation et de décodage proches d'un processus d'égalisation et de décodage optimal.

Le procédé et le système de codage d'un flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles en émission et en réception multiple, objets de la présente invention, consiste à, respectivement permet de soumettre le flux initial de données numériques à un codage externe au moyen d'un premier code de rendement déterminé, pour engendrer un flux numérique codé, subdivisé en blocs successifs, soumettre ce flux numérique codé à un processus d'entrelacement par blocs pour engendrer un flux numérique codé entrelacé présentant



une diversité temporelle, soumettre ce flux numérique codé et entrelacé à un démultiplexage, ce flux numérique codé et entrelacé étant ainsi subdivisé en un nombre  $v$  de flux numériques codés entrelacés élémentaires, soumettre chaque

5 flux numérique codé entrelacé élémentaire à un codage interne au moyen d'au moins un deuxième code de rendement déterminé, pour engendrer un ensemble de flux numériques élémentaires codés par combinaisons spatio-temporelles, transmettre chaque flux numérique élémentaire subdivisé en

10 symboles sur un canal de transmission au moyen d'une antenne d'émission distincte, l'ensemble de ces antennes d'émission formant un réseau à diversité spatiale, pour engendrer un ensemble de flux numériques élémentaires transmis présentant une diversité spatiale et temporelle.

15 Ceci permet, à la réception, d'effectuer un décodage du flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles constitué par l'ensemble de flux numériques élémentaires transmis, à partir d'informations a priori représentatives de la diversité spatiale et temporelle.

20 Le procédé et le système de décodage d'un flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles en émission et en réception multiple, conformément au procédé précédemment cité, objets de la présente invention, s'appliquent à un ensemble de flux

25 numériques transmis après codage selon ce procédé. Le procédé et le système de décodage selon l'invention consistent à, respectivement permettent de recevoir le flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles constitué par l'ensemble de flux numériques

30 transmis sur un canal de transmission sur une pluralité d'antennes de réception, ces antennes de réception pouvant

être inférieures ou égales en nombre au nombre  $v$  de voies de multiplexage et d'antennes d'émission formant un réseau d'antennes de réception à diversité spatiale, pour engendrer un ensemble de flux élémentaires de symboles de modulation reçus, soumettre cet ensemble de flux élémentaires de symboles de modulation reçus à un processus itératif d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint, au moyen du deuxième code interne à partir d'un flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, ce flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés constituant une information a priori issue d'un décodage à partir de ce premier code externe, pour engendrer un premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, soumettre ce premier flux d'information extrinsèque à un désentrelacement, pour engendrer un deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés en provenance du processus d'égalisation et de décodage conjoint, soumettre ce deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés à un décodage à partir du premier code externe, pour engendrer un troisième flux d'information extrinsèque sur les bits codés, issu du décodage à partir du premier code externe, soumettre ce troisième flux d'information extrinsèque à un entrelacement pour engendrer un troisième flux d'information extrinsèque à un entrelacement, pour engendrer le flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, constituant l'information a priori, réinjecter cette information a priori dans le processus itératif

d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint.

Le procédé et le système de codage/décodage, objets de la présente invention, trouvent application à la mise en œuvre d'interfaces radiofréquences dans tous les domaines, tels que, notamment, la radiotéléphonie mobile à très haut débit, la liaison sans fil entre appareillage électronique d'installations en environnement domestique ou industriel.

Ils seront mieux compris à la lecture de la description ci-après et à l'observation des dessins dans lesquels :

- la figure 1a représente, à titre illustratif, un organigramme du procédé de codage de flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles, en émission et réception multiples, conformément à l'objet de la présente invention ;
- la figure 1b représente, à titre illustratif, un organigramme du procédé de codage de flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles, en émission et réception multiples, conforme à l'objet de la présente invention, dans lequel les antennes d'émission sont regroupées en groupes d'antennes spécifiques ;
- la figure 2a représente, à titre illustratif, un organigramme du procédé de codage de flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles, en émission et réception multiples, conformément au procédé de codage illustré en figure 1a ou 1b ;
- la figure 2b représente, à titre illustratif, un détail de réalisation d'un processus itératif d'égalisation et

de décodage conjoint à entrée/sortie souple mis en œuvre dans le cadre du procédé de décodage objet de l'invention représenté en figure 2a ;

- 5 - la figure 2c représente, à titre illustratif, un détail de mise en œuvre d'un processus de décodage à entrée/sortie souple, à partir d'un code externe, permettant d'obtenir un flux d'information extrinsèque sur les bits codés, issus du décodage à partir du premier code externe ;
- 10 - la figure 3a représente, à titre illustratif, un schéma fonctionnel d'un système de codage de flux de données codées par combinaisons spatio-temporelles en émission et en réception, conformément à l'objet de la présente invention ;
- 15 - la figure 3b représente, à titre illustratif, un schéma fonctionnel d'un système de codage de flux de données codées par combinaisons spatio-temporelles en émission et en réception, conforme à l'objet de la présente invention tel que représenté en figure 3a, dans lequel  
20 les antennes d'émissions sont regroupées en groupes d'antennes formant un réseau d'antennes à diversité spatiale ;
- la figure 4 représente, à titre illustratif, un schéma fonctionnel d'un système de codage de flux de données  
25 codées par combinaisons spatio-temporelles en émission et en réception, conforme à l'objet de la présente invention ;
- les figures 5a, 5b et 5c représentent des diagrammes de simulation de la valeur du taux d'erreur de bits BER  
30 (bit error rate en langage anglo-saxon) en fonction du rapport signal à bruit, exprimé en dB, pour un canal de

transmission sévère, valeurs obtenues pour différentes conditions de mise en œuvre du procédé de codage-décodage objet de l'invention.

Une description plus détaillée du procédé de  
5 codage de flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles en émission et en réception multiple, conforme à l'objet de la présente invention, sera maintenant donnée en liaison avec la figure 1a.

10 En référence à la figure précitée, on indique que le procédé de codage objet de la présente invention, s'applique à un flux de données initial, noté IDS, constituant une séquence de données externes notées  $\{d_1, \dots, d_{10}\}$ , cette séquence de données externes correspondant  
15 à des symboles constitués par des bits successifs, notés  $d_n = \{d_{n,1}, \dots, d_{n,k_0}\}$ .

On rappelle que pour la transmission de données numériques codées, la subdivision de ces données numériques en symboles constitués par un certain nombre  
20 déterminé de bits successifs permet d'assurer une modulation de canal en vue de la transmission de ces symboles et, en définitive, de la séquence de données constituée par ces derniers indépendamment de toute valeur significative de la séquence constituée par cette  
25 séquence.

Ainsi qu'on l'observera sur la figure 1a, le flux initial de données numériques IDS est soumis, en une étape A, à un codage externe au moyen d'un premier code de rendement déterminé pour engendrer un flux numérique codé.  
30 Sur la figure 1a précitée, le premier code permettant d'effectuer le codage externe est noté  $C^0$ .

D'une manière plus spécifique, on indique que le premier code externe peut avantageusement être constitué par un code en treillis ou, de manière équivalente, par une combinaison de codes en treillis. Le flux numérique  
 5 codé obtenu suite à l'étape A est noté  $C^0DS$  sur la figure 1a. Il consiste en une séquence codée externe, notée  $\{c_1, \dots, c_{r_0}\}$ , cette séquence codée externe consistant en des symboles de bits codés notés  $c_n = \{c_{n,1}, \dots, c_{n,n_0}\}$  où  $c_{n,1}$  à  $c_{n,n_0}$  dénotent les bits successifs constitutifs du symbole codé  
 10  $c_n$ .

Le flux numérique codé  $C^0DS$  est ensuite soumis à une étape B, après une subdivision en blocs successifs par exemple, à un processus d'entrelacement par blocs pour engendrer un flux numérique codé entrelacé, noté  $ILC^0DS$ ,  
 15 présentant ainsi, du fait, d'une part, du codage externe à l'étape A et de l'entrelacement, d'autre part, une diversité temporelle.

D'une manière générale, on indique que le processus d'entrelacement par blocs à l'étape B peut être  
 20 mis en œuvre au moyen d'un système entrelaceur aléatoire noté  $\pi$ .

L'étape B est elle-même suivie d'une étape C consistant à soumettre le flux numérique codé et entrelacé  $ILC^0DS$  à un démultiplexage, le flux numérique codé et entrelacé  $ILC^0DS$  étant par cette opération subdivisé en un  
 25 nombre donné  $v$  de flux numériques codés entrelacés élémentaires, l'ensemble de ces flux numériques codés entrelacés élémentaires étant noté sur la figure 1a :

$$\{ILC^0DS_m\}_{m=1}^{m=v}$$

On conçoit que chaque flux numérique entrelacé élémentaire constitue en fait une couche de rang  $m$ , laquelle, conformément au procédé de codage objet de la présente invention, outre la qualité de diversité  
 5 temporelle introduite du fait du codage externe et de l'entrelacement, permet, ainsi qu'il sera décrit ultérieurement dans la description, d'introduire un codage spatial spécifique.

L'étape C précitée est alors suivie d'une étape D  
 10 consistant à soumettre chaque flux numérique codé entrelacé élémentaire, c'est-à-dire chaque signal au niveau de chaque couche de rang  $m \in [1, v]$  à un processus de codage interne au moyen d'au moins un deuxième code noté  $E^m$  de rendement déterminé, pour engendrer un ensemble  
 15 de flux numériques élémentaires codés par combinaison spatio-temporelle. Suite à l'étape D précitée, l'ensemble de flux élémentaires codés par combinaison spatio-temporelle est noté :

$$\{EILC^0 E^m DS_m\}_{m=1}^{m=v}$$

20

L'expression de l'ensemble de flux numériques élémentaires codés par combinaison spatio-temporelle est simplifiée selon la relation :

$$25 \quad \{EILCDS_m\}_{m=1}^{m=v} \text{ avec } C=C^0 * E^m$$

le signe  $*$  désignant la combinaison du code externe et du codage interne appliqué à chacun des flux numériques codés entrelacés élémentaires, c'est-à-dire à chacun des signaux  
 30 numériques transmis par chaque couche de rang  $m$ , compte

tenu bien entendu de l'opération d'entrelacement réalisée à l'étape B. Cette combinaison peut être analysée en un produit du code externe et du codage interne, ainsi qu'il sera décrit ci-après.

5           A la fin de l'étape de codage interne D, on dispose de l'ensemble des flux numériques élémentaires codés par combinaisons spatio-temporelles du fait de la subdivision en couches de rang  $m$  et du codage interne spécifique combiné au codage externe précité.

10           L'étape D est elle-même suivie d'une étape E consistant à transmettre chaque flux numérique élémentaire constitué en symboles  $EILCDS_m$  précédemment mentionné sur un canal de transmission au moyen d'une antenne d'émission distincte.

15           Conformément à un aspect remarquable du procédé objet de la présente invention, l'ensemble des antennes d'émission distinctes, noté  $\{ta_m\}_{m=1}^{m=v}$ , forme un réseau à diversité spatiale et permet en conséquence d'engendrer, à partir de chaque flux numérique élémentaire codé par  
20           combinaison spatio-temporelle  $EILCDS_m$ , un ensemble de flux numériques élémentaires transmis présentant une diversité spatiale et temporelle, en raison, d'une part, des codages externes et codages internes introduits compte tenu de l'entrelacement par blocs, et de la répartition de  
25           l'émission sur l'ensemble des antennes d'émission distinctes, d'autre part.

          En ce qui concerne ce dernier, on indique que cet ensemble d'antennes d'émission forme un réseau à diversité spatiale, chaque antenne d'émission distincts constitutive  
30           de ce réseau étant distante d'une antenne d'émission distincte voisine d'une distance supérieure à  $\lambda_0$ , où  $\lambda_0$



désigne la longueur d'onde de l'onde porteuse permettant d'assurer la transmission par modulation de chacun des flux numériques élémentaires codés par combinaisons spatio-temporelles obtenus à l'issue de l'étape D.

5 Le procédé de codage objet de la présente invention permet, à la réception, d'effectuer un décodage du flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles constituant l'ensemble de flux numériques élémentaires transmis à partir d'informations a  
10 priori représentatives de la diversité spatiale et temporelle introduite au codage.

Différents éléments de mise en œuvre des étapes C, D du procédé objet de la présente invention illustré en figure la seront maintenant donnés ci-après.

15 De manière préférentielle, on indique que, pour chaque couche de rang  $m \in [1, v]$ , chaque flux numérique codé entrelacé élémentaire est constitué en une trame, laquelle est à son tour divisée en N salves comportant chacune  $\tau$  symboles successifs, notées  $\{\underline{u}_1^m, \dots, \underline{u}_\tau^m\}$ , chaque  
20 symbole étant constitué par une succession de bits codés, notés  $\underline{u}_n^m = \{u_{n,1}^m, \dots, u_{n,km}^m\}$ , à ces symboles étant ajoutés, de manière classique et connue en tant que telle, des bits de queue, ou *tail bits* en langage anglo-saxon, et, après codage interne, une séquence connue constituant une  
25 séquence d'apprentissage, en général des symboles de type CAZAC. On rappelle que les symboles d'apprentissage précités, connus en tant que tels, permettent, après transmission, d'effectuer une évaluation préalable de la réponse impulsionnelle du canal de transmission, le canal  
30 de transmission consistant en une pluralité de trajets de



propagation entre l'émetteur et le récepteur, chaque trajet constituant un canal de transmission élémentaire.

Ainsi, suite à l'étape C, chaque salve constitutive des flux numériques codés entrelacés élémentaires de rang  $m$  successif est soumise au codage  $\Xi^m$ , lequel permet d'associer à chacun des symboles d'entrée  $\underline{u}_n^m$  un symbole codé, formé par une succession de bits et noté  $\underline{x}_n^m = \{x_{n,1}^m, \dots, x_{n,n(m)}^m\}$ .

Les symboles codés précités  $\underline{x}_n^m$  sont ensuite répartis par groupes de  $q_t^m$  bits sur les  $\eta_m$  branches de transmission distinctes, de sorte que, à chaque instant donné, la relation (1) est vérifiée :

$$n(m) = \sum_{t=1}^{\eta_m} q_t^m \quad (1)$$

15

On rappelle que  $m$  désigne le rang de la couche, avec  $1 \leq m \leq v$ , et  $t$  désigne le rang de l'antenne d'émission associé au codage interne  $\Xi^m$  de la couche  $m$ , avec  $1 \leq t \leq \eta_m$ , le nombre d'antennes  $\eta_m$  par couche dépendant du rang de la couche et donc du codage  $\Xi^m$ .

En supposant une famille de modulation de type  $Q_t^m$ -aire, avec  $Q_t^m = 2^{q_t^m}$ , chaque groupe de  $q_t^m$  bits sur chaque branche de transmission  $t \in [1, \eta_m]$  est soumis à une modulation  $Q_t^m$ -aire produisant un symbole complexe noté  $z_n^{m,t}$ .

25

Dans le cas de mise en œuvre le plus général du procédé de codage objet de la présente invention, on indique que chaque codage interne mis en œuvre à partir du deuxième code  $E^m$  peut être différent en fonction du rang  $m$  de chaque couche.

Dans une telle situation, cette diversité du codage interne est notée :

$$E^m \neq E^{m'} \text{ si } m \neq m'.$$

10

Au contraire, et dans un mode de réalisation particulier non limitatif, on indique que chaque deuxième codage interne  $E^m$  peut être identique pour chaque couche de rang  $m$ , cette condition étant notée :

15

$$E^m = C^2 \quad \forall m$$

sur la figure 1a.

D'une manière générale, on indique que le canal de transmission, pour un nombre  $\eta = \sum_{m=1}^v \eta_m$  antennes de

20

transmission et pour  $p$  antennes de réception, est constitué par l'ensemble des trajets multiples relayant chaque antenne de transmission à une antenne de réception.

Dans ces conditions, et en raison de la propagation multi-trajets et du caractère variable du canal de transmission en raison de la mobilité entre l'émetteur et le récepteur, un canal radiofréquences sélectif en fréquence et variable dans le temps peut être modélisé par la réponse impulsionnelle en temps discret du

25

canal équivalent, incluant bien entendu les filtres d'émission et de réception de mise en forme utilisés habituellement, chaque canal de transmission élémentaire correspondant étant noté pour cette raison :

5

$$\underline{h}^{m,t,r} = \{h_0^{m,t,r}, \dots, h_{\chi_c-1}^{m,t,r}\}$$

pour chaque trajet reliant une antenne d'émission de chaque couche  $m$  à une antenne de réception de rang  $r$  donné.

10

Dans la relation précédente,  $\chi_c$  désigne la longueur de contrainte en nombre de symboles transmis, longueur de contrainte représentative de la mémoire du canal.

15

Tous les canaux élémentaires sont considérés présenter la même longueur de contrainte  $\chi_c$ . Une telle supposition est admissible car le nombre de composants de trajets multiples individuels est essentiellement déterminé par les structures larges et les objets

20

réfléchissants.

Si, conformément au procédé objet de la présente invention, on prend en considération la transmission salve par salve, alors, les canaux de transmission élémentaires et le canal de transmission résultant sont statiques pendant la durée de transmission d'une salve et changent de manière indépendante d'une salve à l'autre. Dans ces conditions, la valeur  $\tau$  peut être considérée, en première approximation, comme une mesure du temps de cohérence du canal précité. Ces conditions permettent d'établir une

30

modélisation acceptable pour des canaux quasi statiques

multi-trajets à évanouissement de fréquence lentement variables et à saut de fréquence.

Les coefficients de chaque canal élémentaire, notés  $\{h_k^{m,t,r}\}_k$ , peuvent, dans ce cas, être considérés comme  
 5 des variables aléatoires complexes gaussiennes indépendantes, de même énergie moyenne nulle, vérifiant la relation (2) :

$$\sum_{k=0}^{\chi_c-1} \|h_k^{m,t,r}\|^2 = 1 \quad (2)$$

10

A chaque temps d'échantillonnage discret  $n$ , chaque antenne de réception de rang  $r$  observe, dans ces conditions, un ensemble de symboles transmis correspondant au flux numérique élémentaire transmis  $\{\text{TEILCDS}_m\}_{m=1}^{m=v}$  et  
 15 vérifiant la relation (3) :

$$y_n^r = \sum_{m=1}^v \sum_{t=1}^{\eta_m} \sum_{k=0}^{\chi_c-1} h_k^{m,t,r} z_{n-k}^{m,t} + \zeta_n^r \quad (3)$$

Dans cette relation  $\zeta_n^r$  représente un échantillon de bruit  
 20 complexe de valeur moyenne nulle et de variance  $2\sigma^2$ .

Sur la figure 1b, on a représenté une variante de mise en œuvre du procédé de codage objet de la présente invention dans lequel les étapes A, B, C et D sont identiques mais où, toutefois, le nombre de voies de  
 25 multiplexage et le nombre d'antennes d'émission distinctes sont différents.

Dans ce mode de mise en œuvre, les antennes d'émission sont regroupées par groupes d'antennes d'émission, chaque groupe d'antenne, noté  $\{t_{tm}\}_{t=1, m=1}^{\eta_m \vee}$ . Ainsi, chaque flux numérique élémentaire codé par combinaison spatio-temporelle issu de l'étape D, noté EILCDS<sub>m</sub>, est transmis à chaque groupe d'antennes, chaque groupe d'antennes d'émission distinctes de chacun des codes du type modulation codée en treillis spatio-temporelle  $\Xi^m$  formant un sous-réseau d'antennes à diversité spatiale, la distance entre chaque antenne de chaque groupe étant inférieure à  $\lambda_0$ ,  $\lambda_0$  désignant la longueur d'onde de l'onde porteuse.

De la même manière que dans le cas de la figure 1a, le deuxième codage interne  $\Xi^m$  peut être unique pour chacun des groupes, cette relation étant notée  $\Xi^m = C^2 \forall m$ , ou distincte pour chacun des groupes et, en définitive, pour chacune des couches de rang  $m$ , les différents codages internes mis en œuvre étant alors notés  $\Xi^m \neq \Xi^{m'}$  si  $m \neq m'$ .

Un procédé de décodage d'un flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles en émission et en réception multiple, le codage de ce flux numérique ayant été effectué conformément au procédé de codage objet de la présente invention tel que décrit en relation avec les figures 1a et 1b précitées, sera maintenant décrit en liaison avec les figures 2a, 2b et 2c.

En raison du codage de ces données numériques conformément au procédé objet de la présente invention précédemment décrit, on indique que le procédé de

décodage, objet de l'invention, consiste, en une étape F, à recevoir le flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles constitué par l'ensemble de flux numériques élémentaires transmis sur un canal de transmission, cet ensemble de flux numériques élémentaires transmis étant noté  $\{\text{TEILCDS}_m\}_{m=1}^{m=v}$ , cette réception étant effectuée sur une pluralité  $p$  d'antennes de réception. Sur la figure 2a, l'ensemble des antennes de réception est noté  $\{a_r\}_{r=1}^{r=p}$

Ces antennes de réception, en nombre indépendant du nombre d'antennes d'émission, peuvent être en nombre inférieur  $\eta$  ou égal au nombre  $\eta$  d'antennes d'émission et forment, conformément à un aspect avantageux du procédé de décodage, objet de la présente invention, un réseau d'antennes de réception à diversité spatiale, pour définir un ensemble de flux élémentaires de symboles de modulation reçus, cet ensemble de flux élémentaires de symboles de modulation reçus étant noté, à l'issue de l'étape F de la figure 2a,  $\{\text{MSDS}_r\}_{r=1}^{r=p}$ . On comprend en particulier que chaque symbole de modulation reçu est un symbole de la forme  $y_n^r$  vérifiant la relation (3) précédemment mentionnée dans la description.

L'étape F est alors suivie d'une étape G consistant à soumettre l'ensemble des flux élémentaires de symboles des modulation reçus  $\{\text{MSDS}_r\}_{r=1}^{r=p}$  à un processus itératif d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint au moyen dudit deuxième codage interne  $E^m$  à partir d'un flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, ce

flux d'information extrinsèque étant issu d'un décodage à partir du premier code externe. Sur la figure 2a, le flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés est noté  $EIDS = \pi_i$ . En effet, ce flux d'information constitue une information a priori sur les bits codés et le processus d'égalisation et de décodage conjoint, mis en œuvre à l'étape G à partir du deuxième codage externe  $E^m$ , permet d'engendrer un premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, ce premier flux d'information extrinsèque étant noté  $EIDS_1$  sur la figure 2a.

L'étape G précitée est suivie d'une étape H consistant à soumettre le premier flux d'information extrinsèque  $EIDS_1$  à un désentrelacement, pour engendrer un deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés en provenance du processus d'égalisation et de décodage conjoint, ce deuxième flux d'information extrinsèque étant noté  $EIDS_2$  sur la figure 2a. L'opération de désentrelacement est l'opération inverse de l'opération d'entrelacement réalisée lors de la mise en œuvre du procédé de codage, objet de la présente invention, ce processus de désentrelacement étant noté, pour cette raison,  $\pi^{-1}$  sur la figure 2a.

Le deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés  $EIDS_2$  est alors soumis, à l'étape I, à un décodage à partir du premier code externe  $C^0$  pour engendrer un troisième flux d'information extrinsèque sur les bits codés, noté  $EIDS_3$ , issu du décodage à partir du premier code externe  $C^0$ . On note que, lors de cette opération I, le décodage fournit en outre une estimation



de la valeur du signal numérique initial, noté pour cette raison IDS.

Suite à l'étape I, le troisième flux d'information extrinsèque est soumis à une opération d'entrelacement à l'étape J pour engendrer le flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés EIDS constituant l'information a priori sur les bits codés, notée api. Cette information a priori est alors réinjectée à l'étape K, symbolisée par la boucle de retour, dans le processus itératif d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint, c'est-à-dire à l'étape G de la figure 2a.

En référence à la figure 2a, on comprend en particulier que le procédé de décodage, objet de la présente invention, consiste essentiellement à effectuer une détection conjointe multicouche des données codées et un décodage interne spatio-temporel, cette égalisation et ce décodage conjoint étant associés de manière itérative au décodage externe au moyen du premier code  $C^0$  pour bénéficier de l'information a priori sur les bits codés api issue de la mise en œuvre successive des étapes G, H, I et J. On comprend en particulier que le flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, le flux noté EIDS sur la figure 2a, et constituant l'information a priori sur les bits codés api, est une information relative à chaque bit constitutif des symboles  $z_n^{m,t}$  constituant le signal reçu à l'issue de l'étape F. Ainsi, cette information a priori constitue une information effective quant à la valeur des bits constitutifs des symboles précités et, en définitive, de la diversité spatiale et temporelle

introduite par le processus de codage et d'émission conforme à l'objet de la présente invention.

Une description plus détaillée d'un mode particulier de mise en œuvre du procédé de décodage objet  
5 de la présente invention sera maintenant donnée en liaison avec les figures 2b et 2c.

Dans le mode de réalisation spécifique précité, on indique que ce dernier correspond à la mise en œuvre d'un processus d'égalisation et de décodage à entrée et sortie  
10 pondérée, dit de type SISO (*soft input soft output*, en langage anglo-saxon).

Dans ces conditions, l'information a priori réinjectée dans le processus d'égalisation et de décodage conjoint de type SISO est constituée, de manière  
15 avantageuse, par une valeur logarithmique du rapport de probabilité a priori de la valeur des bits codés, cette valeur logarithmique constituant l'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés.

20 Ainsi que représenté en figure 2b, et pour un deuxième codage interne  $E^m$  du type modulation codée en treillis spatio-temporel, le processus G d'égalisation et de décodage conjoint consiste à démultiplexer, en une étape  $G_1$ , le flux d'information extrinsèque sur les bits  
25 codés par le premier code externe et entrelacés EIDS constituant l'information a priori api en un ensemble de flux d'information a priori sur les bits de trames utilisateur subdivisées en paquets, cet ensemble de flux d'information a priori sur les bits de trames utilisateur  
30 étant noté  $\{APIUDS_m\}_{m=1}^{m=v}$  sur la figure 2b.

L'étape  $G_1$  est alors suivie d'une étape  $G_2$  consistant à effectuer une égalisation et un décodage conjoint à entrée/sortie souple, c'est-à-dire de type SISO, appliqués à un treillis réduit en nombre d'états au  
 5 moyen du deuxième codage  $\Xi^m$ . Ce treillis est défini comme le produit des treillis combinés des modulations codées en treillis spatio-temporel et des canaux à mémoire élémentaire s'y rapportant, eux-mêmes réduits en nombre d'état, pour engendrer un flux de sorties pondérées sur  
 10 les bits des trames utilisateur, ce flux de sorties pondérées sur les bits des trames utilisateur étant noté  $\{EUDSSO_m\}_{m=1}^{m=v}$ .

L'étape  $G_2$  est suivie d'une étape  $G_3$  consistant à extraire de chaque flux de sorties pondérées sur les bits  
 15 des trames utilisateur  $\{EUDSSO_m\}_{m=1}^{m=v}$  l'information a priori sur les bits des trames utilisateur  $\{APIDUS_m\}_{m=1}^{m=v}$  correspondantes, pour engendrer un flux d'information extrinsèque sur les bits des trames utilisateur, noté  $\{EIEUSO_m\}_{m=1}^{m=v}$ .

20 Lorsque le processus d'égalisation et de décodage mis en œuvre à l'étape  $G_2$  est un processus d'égalisation et de décodage de type SISO et que les entrées et sorties constituées par l'information a priori sur les bits des trames utilisateur  $\{APIDUS_m\}_{m=1}^{m=v}$ , respectivement par les  
 25 flux de sorties pondérées sur les bits des trames utilisateur  $\{EUDSSO_m\}_{m=1}^{m=v}$  sont des valeurs logarithmiques de probabilité, le processus d'extraction peut être mis en œuvre, en raison de la nature logarithmique de ces

informations d'entrée/sortie, par une soustraction, tel que représenté à l'étape  $G_3$  de la figure 2b.

Cette soustraction est notée :

$$5 \quad \{EUDSSO_m - APIUD_m\}_{m=1}^{m=v} .$$

On constate ainsi que, d'une part, le processus d'égalisation et de décodage conjoint est effectué pour chaque couche de rang  $m$  et que, d'autre part, le processus  
10 d'extraction, et en particulier de soustraction dans le cas de la mise en œuvre d'une égalisation et d'un décodage conjoint de type SISO, est également effectué pour chaque couche de rang  $m$ .

Suite à l'étape  $G_3$ , les flux d'information  
15 extrinsèque sur les bits des trames utilisateur  $\{EIEUSO_m\}_{m=1}^{m=v}$  sont soumis à une opération de multiplexage  $G_4$ , pour engendrer le premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, c'est-à-dire le flux  $EIDS_1$ .

20 De la même manière, ainsi que représenté en figure 2c, et lorsque le processus d'égalisation et de décodage conjoint mis en œuvre à l'étape  $G_2$  de la figure 2b est de type SISO, l'étape de décodage au moyen du premier code externe à l'étape I de la figure 2a peut consister de  
25 manière avantageuse à soumettre, en une étape  $I_1$ , le deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés en provenance du processus d'égalisation et de décodage conjoint, flux d'information extrinsèque noté  $EIDS_2$ , à un décodage à entrée/sortie pondérée de type SISO au moyen du  
30 premier code externe  $C^0$  pour engendrer un flux de sortie

pondérée, noté APOSO, représentatif d'une information a posteriori sur les bits codés. L'étape  $I_1$  est suivie d'une étape  $I_2$  consistant à extraire le deuxième flux d'information extrinsèque du deuxième flux de sortie pondérée représentatif de l'information a posteriori sur les bits codés, pour engendrer le troisième flux d'information extrinsèque sur les bits codés  $EIDS_3$ . Dans le cas de la mise en œuvre de l'étape  $I_1$  sous forme d'un décodage SISO à partir du premier code externe  $C^0$ , l'étape d'extraction à l'étape  $I_2$  est également une étape de soustraction en raison du caractère logarithmique des valeurs numériques constitutives des flux  $EIDS_2$  et APOSO.

Un justificatif théorique du mode opératoire du procédé de décodage, objet de la présente invention, tel que décrit en liaison avec les figures 2a, 2b et 2c, sera maintenant donné ci-après.

D'une manière générale, on indique que le processus d'égalisation et de décodage conjoint mis en œuvre à l'étape G, et de manière plus spécifique à l'étape  $G_2$  de la figure 2b, est mis en œuvre sur l'ensemble des couches de rang  $m$  sur chacune des  $v$  salves concomitantes, successivement, pour calculer le premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, c'est-à-dire le flux  $EIDS_1$ , à partir du flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés issu d'un décodage à partir du code externe  $C^0$ , le flux d'information extrinsèque précité  $EIDS$ , constituant l'information a priori sur les bits codés  $api$ .

On indique de manière classique que ce calcul est effectué à partir d'une estimation  $\hat{H}$  des coefficients du

canal de transmission, cette estimation étant obtenue à partir des symboles d'apprentissage reçus dans les flux élémentaires de symboles de modulation reçus TEILCDS<sub>m</sub>.

Dans le cas, ainsi que représenté en figure 2b, où  
 5 le processus d'égalisation et de décodage conjoint réalisé à l'étape G<sub>2</sub> est de type SISO à partir du deuxième codage interne  $\Xi^m$ , les entrées et sorties de ce décodage correspondant à des séquences de valeur logarithmique du rapport des probabilités extrinsèques sur chacun des bits  
 10 de chaque symbole de modulation observé à partir de l'ensemble des N séquences de symboles observées par l'ensemble des antennes de réception, ces séquences observées étant notées  $\{y_1^r, \dots, y_\tau^r\}_{r=1}^{r=p}$  et de longueur  $\tau$  en nombre de symboles observés reçus, l'estimée  $\hat{H}$  du canal  
 15 de transmission s'exprime sous la forme d'un ensemble d'estimées des coefficients de chaque canal élémentaire d'une antenne de transmission à toutes les antennes de réception sous la forme  $\hat{H} = \{h_{t,m,r}^{t,m,r}\}_{t=1, m=1, r=1}^{n_m \vee p}$ .

A la première itération du processus itératif  
 20 d'égalisation et de détection conjointe, le calcul est effectué en l'absence de toute information préalable, les valeurs estimées des coefficients des canaux élémentaires étant simplement calculées à partir des séquences d'apprentissage et des séquences correspondantes obtenues  
 25 sur les symboles de modulation observés. Les séquences de flux de sorties pondérées sur les bits de trames utilisateur EUDSSO<sub>m</sub> obtenues à l'issue de l'étape G<sub>2</sub> sont classées par trames, soumises à l'étape G<sub>3</sub> d'extraction et en particulier de soustraction à partir de l'information a  
 30 priori a<sub>pi</sub> obtenue pour chacune des couches à partir de

l'opération de démultiplexage  $G_1$ , les flux d'information extrinsèque sur les bits des trames utilisateur obtenus à l'issue de l'étape  $G_3$  et notés  $\{EIEUSO_m\}_{m=1}^{m=v}$  étant ensuite soumis à l'opération de multiplexage de l'étape  $G_4$ , pour engendrer le premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés EIDS<sub>1</sub> précédemment cité.

L'opération de désentrelacement réalisée à l'étape H de la figure 2a sur le premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés permet alors d'engendrer le deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés en provenance du processus d'égalisation et de décodage conjoint EIDS<sub>2</sub>, lequel constitue une nouvelle séquence de valeurs logarithmiques de rapport de probabilité intrinsèque sur les bits codés, pour l'étape de décodage externe I, à partir du code externe  $C^0$ .

L'étape I précitée de décodage à partir du code externe  $C^0$  est alors effectuée, ainsi que représenté en figure 2c, par la succession des étapes  $I_1$  et  $I_2$  au moyen d'un décodage de type SISO et en particulier d'un algorithme BCJR dans le domaine logarithmique, l'étape de décodage  $I_1$  permettant dans ces conditions d'évaluer la séquence des valeurs logarithmiques des rapports de probabilité extrinsèque sur chacun des bits de chacun des symboles codés par l'intermédiaire du premier code externe  $C^0$ . Cette séquence est obtenue suite à l'extraction par soustraction à l'étape  $I_2$  du deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés EIDS<sub>2</sub>, du flux de sortie pondérée représentatif de l'information a posteriori sur les bits codés APOSO précités. Le troisième flux

d'information extrinsèque sur les bits codés EIDS, représentatif de la valeur logarithmique des rapports de probabilité extrinsèque sur chacun des symboles codés par le premier code externe  $C^0$  est ensuite soumis à l'étape J  
5 à un entrelacement pour engendrer l'information a priori EIDS = api. Cette information a priori api est alors réinjectée au niveau du processus d'égalisation et décodage SISO  $G_2$  de la figure 2b, par l'intermédiaire d'un démultiplexage  $G_1$  sur l'ensemble des  $v$  voies ou trames  
10 utilisateur. L'ensemble des informations correspondantes pour chaque trame et suite à segmentation par salves, pour constituer l'ensemble de flux d'information a priori sur les bits de trames utilisateur divisées en salves ou paquets, est ainsi réintroduit au niveau du processus  
15 d'égalisation et de décodage conjoint  $G_2$ . Le processus d'égalisation et de décodage conjoint  $G_2$  précité effectue alors l'égalisation et le décodage spatio-temporel sur  $n$  trames de  $v$  séquences de valeur logarithmique de rapport de probabilité a priori sur les bits des symboles de  
20 modulation observés  $\{MSDS_r\}_{r=1}^{r=\rho}$ .

Le procédé objet de la présente invention tel que décrit en figure 2a et en particulier en figures 2b et 2c, permet d'imbriquer un processus additionnel de réestimation de chaque canal élémentaire distinct  
25 générateur d'interférences intersymboles dans le processus itératif classique de turbo-détection.

Une description plus détaillée d'un système de codage d'un flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles, en émission et en  
30 réception multiple, conforme à l'objet de la présente



invention, sera maintenant donnée en liaison avec les figures 3a et 3b.

Ainsi que représenté sur la figure 3a, on indique que le système de codage, objet de la présente invention, comporte avantageusement un module 10 de codage externe d'un flux initial de données numériques à partir d'un premier code de rendement déterminé  $C^0$ , pour engendrer le flux numérique codé  $C^0DS$  précédemment cité. Le module 10 de codage externe est suivi d'un module 10 d'entrelacement par blocs permettant, à partir du flux numérique codé  $C^0DS$ , d'engendrer un flux numérique codé entrelacé présentant, du fait, d'une part, du codage externe préalablement introduit et de l'entrelacement réalisé, d'autre part, une diversité temporelle spécifique. Le flux numérique codé entrelacé est noté  $ILC^0DS$ .

Ce module d'entrelacement 11 est lui-même suivi d'un module démultiplexeur 12 recevant le flux numérique entrelacé  $ILC^0DS$ , le module démultiplexeur 12 permettant d'engendrer un nombre  $v$  de flux numériques codés entrelacés élémentaires, ces flux numériques codés entrelacés élémentaires étant subdivisés en trames, elles-mêmes subdivisées en salves, ainsi que décrit précédemment dans la description.

Sur la figure 3a, chaque flux numérique codé entrelacé élémentaire ou chaque trame constituant une couche de rang  $m$  est noté  $EILC^0DS_m$ .

Le système de codage objet de l'invention comporte en outre, ainsi que représenté en figure 3a, une pluralité de modules de codage, notés  $13_1$  à  $13_v$ , chaque module de codage permettant d'appliquer un codage interne à partir d'au moins un deuxième code de rendement déterminé, noté

$E^1, \dots E^m, \dots E^v$ , chaque module de codage interne recevant un des flux numériques codés entrelacés élémentaires, c'est-à-dire une trame utilisateur, pour engendrer l'ensemble de flux numériques élémentaires codés par combinaisons spatio-temporelles, constitués en symboles notés EILCDS<sub>m</sub>.

En outre, une pluralité d'antennes d'émission  $\{ta_m\}_{m=1}^{m=v}$  est prévue et permet d'assurer l'émission de chaque flux numérique élémentaire codé par combinaison spatio-temporelle et constitué en symboles, une antenne d'émission distincte de rang m assurant la transmission du flux numérique élémentaire EILCDS<sub>m</sub>.

Selon un aspect remarquable du système de codage, objet de la présente invention, l'ensemble des antennes d'émission forme un réseau à diversité spatiale, chaque antenne d'émission  $ta_m$  étant distante d'une antenne d'émission voisine  $ta_{m'}$  avec  $m \neq m'$ , d'une distance  $d > \lambda_0$ , ainsi que mentionné précédemment dans la description,  $\lambda_0$  désignant la longueur d'onde de l'onde porteuse assurant la transmission des flux numériques élémentaires précités.

Compte tenu de la constitution de l'ensemble des antennes d'émission en un réseau d'antennes à diversité spatiale, le système objet de la présente invention permet ainsi d'engendrer un ensemble de flux numériques élémentaires transmis, noté  $\{TEILCDSm\}_{m=1}^{m=v}$ , lequel présente une diversité spatiale et temporelle, en raison, d'une part, du codage externe introduit par le module de codage 10 et le module d'entrelacement 11 et, d'autre part, du traitement par couches de rang m de chaque trame, du codage spatio-temporel introduit par chaque module de

codage interne  $13_1$  à  $13_v$  et de l'émission par chacune des antennes constitutives du réseau d'antennes précité.

La figure 3b représente un mode de réalisation particulier non limitatif du système de codage objet de la présente invention, tel que représenté en figure 3a où les  
5 mêmes références désignent bien entendu les mêmes éléments.

Toutefois, dans le mode de réalisation représenté en figure 3b, en particulier, le deuxième codage interne  
10  $E^m$  de type modulation codée en treillis spatio-temporel permet d'engendrer un flux de symboles de modulation et les antennes d'émission distinctes sont arrangées en groupes d'antennes transmettant chacun un flux de symboles de modulation. Sur la figure 3b, chaque groupe d'antennes  
15 est réputé comporter  $\eta_m$  antennes d'émission, les antennes correspondantes étant notées :

$$ta_{11}, \dots, ta_{t1}, \dots, ta_{\eta_1 1}; ta_{1v}, \dots, ta_{tv}, \dots, ta_{\eta_v v}$$

20 où  $t$  désigne le rang de l'antenne d'émission dans le groupe de la couche  $m$  et  $m$  désigne le rang du groupe d'antennes et également le rang du module de codage interne,  $13_m$ , permettant d'appliquer le codage interne  $E^m$ . En outre, en référence à la figure 3b, on indique que  
25 chaque antenne d'émission distincte constitue dans le groupe d'antennes d'émission correspondant un réseau à diversité spatiale avec les autres antennes de ce même groupe, chaque antenne d'un même groupe étant distante d'une antenne voisine appartenant à ce même groupe d'une  
30 distance  $d$  supérieure à  $\lambda_0$ , ainsi que mentionné

précédemment dans la description, les groupes d'antennes d'émission distinctes de chaque type de modulation codée en treillis spatio-temporel formant un sous-réseau d'antennes à diversité spatiale.

5 On comprend ainsi que, grâce à la mise en œuvre du système de codage, objet de la présente invention, tel que représenté en figure 3a ou 3b, celui-ci permet d'assurer la transmission d'un ensemble de flux numériques élémentaires transmis présentant une diversité spatiale et  
10 temporelle, conformément au procédé de codage, objet de la présente invention. De manière non limitative, on indique que, dans le cas de la figure 3b, le nombre de groupes d'antennes et le nombre d'antennes par groupes peut avantageusement vérifier la relation  $\eta = \sum_{m=1}^v \eta_m$  où  $\eta$  désigne  
15 le nombre total d'antennes d'émission.

Une description d'un système de décodage d'un flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles, conformément au procédé de codage objet de l'invention, en émission et en réception multiple, ce flux  
20 de données numériques codées consistant au moins en un ensemble de flux numériques élémentaires transmis, ainsi que décrit précédemment dans la description, sera maintenant donnée en liaison avec la figure 4a et les figures suivantes.

25 En référence à la figure 4a précitée, le système de décodage objet de la présente invention comporte une pluralité d'antennes de réception, notées  $\{a_r\}_{r=1}^{r=p}$ , ces antennes de réception permettant de recevoir l'ensemble de flux numériques élémentaires transmis par le canal de  
30 transmission constitué par l'ensemble des canaux de

transmission élémentaires, ainsi que décrit précédemment dans la description.

Selon un aspect remarquable du système de décodage, objet de la présente invention, les antennes de réception précitées peuvent être en nombre inférieur ou égal au nombre  $v$  d'antennes d'émission et forment un réseau d'antennes de réception 20 à diversité spatiale, pour définir un ensemble de flux élémentaires de symboles de modulation reçus, noté  $\{MSDS_r\}_{r=1}^{r=p}$ . Le réseau 20 d'antennes de réception à diversité spatiale est suivi d'un module 21 de turbo-détection des flux élémentaires de symboles de modulation reçus précités par égalisation et détection conjointe et décodage itératif, ainsi que décrit précédemment dans la description relativement au procédé de décodage objet de la présente invention.

Ainsi que représenté de manière plus spécifique sur la figure 4a, le module de turbo-détection 21 comporte un module 210 d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint au moyen du deuxième codage interne  $E^m$  à partir d'un flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, ce flux d'information extrinsèque étant issu d'un décodage à partir du premier code externe  $C^0$  et constituant une information a priori sur les bits codés précédemment cités. Sur la figure 4a, le flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés est noté  $EIDS = a_{pi}$  en raison du fait que ce flux constitue en fait une information a priori  $a_{pi}$  sur les bits codés.

Le module 210 d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint permet, à partir des

flux élémentaires de symboles de modulation reçus  $MSDS_r$ , d'engendrer un premier flux d'information extrinsèque  $EIDS_1$  sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés. Le module 210 d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint est suivi d'un module 5 211 de désentrelacement, noté  $\pi^{-1}$ , du premier flux d'information extrinsèque  $EIDS_1$  afin d'engendrer un deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés  $EIDS_2$  en provenance du module 210 d'égalisation et de 10 décodage conjoint.

En outre, un module 212 de décodage à partir du premier code externe  $C^0$  est prévu, lequel reçoit le deuxième flux d'information extrinsèque  $EIDS_2$  délivré par le module d'entrelacement 211, afin d'engendrer un 15 troisième flux d'information extrinsèque  $EIDS_3$  sur les bits codés, ce troisième flux d'information extrinsèque étant issu du décodage à partir du premier code externe  $C^0$ .

Bien entendu, le module 212 de décodage à partir 20 du premier code externe permet d'obtenir une estimée, notée  $\hat{IDS}$ , du flux numérique initial  $IDS$  transmis, conformément au procédé de codage et grâce au système de codage objet de la présente invention, précédemment décrits dans la description.

25 Un module 213 d'entrelacement du troisième flux d'information extrinsèque  $EIDS_3$  est également prévu, afin d'engendrer le flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, noté  $IDS = a_{pi}$ , constituant l'information a priori sur les bits 30 codés, laquelle est réinjectée dans le module 210

d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint.

Le système de décodage, objet de la présente invention, tel que représenté en figure 4a, sera maintenant décrit de manière plus détaillée en référence à la même figure dans le cas où l'information a priori sur les bits codés est constituée par une valeur logarithmique du rapport de probabilité extrinsèque des bits codés précités, cette information a priori pouvant en particulier être obtenue lorsque le processus d'égalisation et de décodage conjoint est un processus de type SISO, c'est-à-dire à entrée et sortie souples.

En référence à la figure 4a, on indique que le module 210 d'égalisation et de décodage conjoint comporte, dans le mode de réalisation précité, un module 210<sub>a</sub> d'injection de l'information a priori api, comprenant un module démultiplexeur, noté DEMUX, de module démultiplexeur délivrant, à partir de l'information a priori précitée, constituée par le flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés EIDS = api, un ensemble de flux d'information a priori sur les bits de trames utilisateur, noté  $\{APIDUS_m\}_{m=1}^{m=v}$ .

On comprend bien entendu qu'afin d'assurer une égalisation et un décodage conjoint par couches, c'est-à-dire par trames et par salves effectivement transmises, ainsi que décrit précédemment dans la description relativement au procédé de codage, objet de la présente invention, le modèle démultiplexeur DEMUX a pour objet de démultiplexer le flux d'information extrinsèque EIDS sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés,

constituant l'information a priori sur les bits codés, sur un même nombre  $v$  de voies de démultiplexage que le nombre de flux numériques codés et entrelacés élémentaires engendrés à l'émission.

- 5 Dans ces conditions, le module 210 d'égalisation et de décodage conjoint comporte en outre un module 210<sub>b</sub> de décodage à entrée et sortie pondérée, module SISO, lequel reçoit en entrée, d'une part, le flux d'information a priori sur les bits de trames utilisateur  $\{\text{APIDUS}_m\}_{m=1}^{m=v}$   
 10 et, d'autre part, les flux élémentaires de symboles de modulation reçus  $\{\text{MSDS}_r\}_{r=1}^{r=p}$ . Bien entendu, le module 210<sub>b</sub> de décodage entrées/sorties pondérées reçoit également l'estimée des coefficients du canal de transmission  $\hat{H} = \{h_{t,m,r}\}_{t=1, m=1, r=1}^{n_m \ v \ p}$  des coefficients des canaux de  
 15 transmission élémentaire.

Le module de décodage 210<sub>b</sub> délivre un flux de sorties pondérées sur les bits de trames utilisateur, noté  $\{\text{EUDSSO}_m\}_{m=1}^{m=v}$ .

- Le module 210<sub>b</sub> est suivi d'une pluralité de  
 20 modules soustracteurs, notée 210<sub>c</sub>, chaque module soustracteur permettant de soustraire de chaque flux de sorties pondérées sur les bits des trames utilisateur  $\{\text{EUDSSO}_m\}$  l'information a priori sur les bits de trames utilisateur  $\{\text{APIUDS}_m\}$  pour délivrer un flux d'information  
 25 extrinsèque sur les bits des flux élémentaires utilisateur, noté  $\{\text{EIEUSO}_m\}_{m=1}^{m=v}$ .

Un module multiplexeur 210<sub>d</sub> est alors prévu, ce module multiplexeur recevant les flux d'information extrinsèque  $\text{EIEUSO}_m$  sur les bits des trames utilisateur et



délivrant le premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés  $EIDS_1$  par le premier code et entrelacés au module de désentrelacement 211.

En outre, en référence à la même figure 4a, on  
5 indique que le module de décodage 212 à partir du premier code externe  $C^0$  peut comprendre un module 212<sub>a</sub> de décodage à entrées/sorties pondérées, recevant le deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés  $EIDS_2$  précité en provenance du processus d'égalisation et de décodage  
10 conjoint mis en œuvre par le module 210, le module de décodage à entrées/sorties pondérées 210<sub>a</sub> délivrant un flux de sorties pondérées représentatif d'une information a priori sur les bits codés APOSO. Le module 212<sub>a</sub> est associé à un module soustracteur 212<sub>b</sub> permettant de  
15 soustraire le flux de sorties pondérées représentatif d'une information a priori sur les bits codés APOSO, le deuxième flux d'information extrinsèque  $EIDS_2$  pour délivrer le troisième flux d'information extrinsèque sur les bits codés  $EIDS_3$  issu du décodage à partir du premier  
20 code externe  $C^0$ .

Un justificatif du mode opératoire du module 210<sub>b</sub> d'égalisation et de décodage conjoint de type SISO sera maintenant donné ci-après, lorsque le deuxième codage interne est un codage de type modulation codée en treillis  
25 spatio-temporel ST-TCM.

Dans ces conditions, le processus d'égalisation/décodage conjoint précité peut être considéré comme un module de Markov discret à nombre d'états fini, constitué par les  $v$  codages ST-TCM élémentaires, suivi par  $\eta$  filtres  
30 transversaux comportant  $\chi_c$  coefficients chacun.

Pour chaque couche de rang  $m$ , chaque instant discret de rang  $n$ , instant d'échantillonnage, pour tout symbole d'entrée observé  $\underline{u}_n^m$  comportant  $k_m$  bits, le codage interne spatio-temporel  $\Xi^m$  de longueur de contrainte  $\chi_m$  produit un symbole codé  $\underline{x}_n^m$  comprenant  $n_m$  bits, lesquels  
 5 sont dispersés et transmis en parallèle sur les  $\eta_m$  voies ou antennes de transmission.

Sur chacune des voies de transmission  $t$ , les bits de symboles  $\underline{a}_n^{m,t}$  sont mis en correspondance avec un  
 10 symbole complexe précédemment désigné  $z_n^{m,t}$  selon une règle de mise en correspondance conforme au codage ST-TCM, cette règle de mise en correspondance  $\Xi^m$  étant encore désignée par *mapping rule* en langage anglo-saxon. En conséquence, l'ensemble des symboles transmis selon leur représentation  
 15 complexe  $\left\{ z_n^{m,t} \right\}_{t=1}^{\eta_t^m}$  est une fonction de l'état de codage spatio-temporel ST, état désigné par  $v_n^m$  et de la séquence de symboles d'entrée  $\underline{u}_n^m$ . Dans ces conditions, la séquence des symboles complexes vérifie la relation (4) :

$$20 \quad \left\{ z_n^{m,t} \right\}_{t=1}^{\eta_t^m} = \psi \left( v_n^m ; \underline{u}_n^m \right) \quad (4)$$

Pour un modèle de Markov discret à états finis, associé à toute couche de rang  $m$  incluant le treillis  $\Xi^m$  et la mémoire du canal  $\chi_c - 1$  dont les états sont donnés par  
 25 la relation (5) :

$$s_n^m = \left\{ \left\{ z_{n-\chi_c+1}^{m,t}, \dots, z_{n-1}^{m,t} \right\}_{t=1}^{\eta_m}; v_n^m \right\} \quad (5)$$

Dans ces conditions, l'ensemble des séquences de symboles complexes exprimé selon la relation (6) :

$$\left\{ z_{n-\chi_c+1}^{m,t}, \dots, z_{n-1}^{m,t} \right\}_{t=1}^{\eta_m} \quad (6)$$

5

correspond à un trajet prenant en compte les processus de Markov combinés entre un état antérieur noté  $s_{n-\chi_c+1}^m$  à l'état présent  $s_n^m$ , conformément à la loi de codage temporel selon les relations (7) et (8) :

10

$$v_{n+1}^m = \phi_v^m(v_n^m; u_n^m) \quad (7)$$

$$x_n^m = \phi_x^m(v_n^m; u_n^m) \quad (8)$$

15

Dans les relations précédentes, on rappelle que  $u_n^m$  désigne les groupes de bits formant un symbole d'entrée et  $v_n^m$  désigne les états du modèle de Markov précité,  $\phi_v^m$  désignant la loi propre de codage temporel à chaque codage interne de rang  $m$  mis en œuvre conformément à l'objet de la présente invention.

20

D'une manière générale, on indique que les lois de codage temporel sont considérées invariables dans le temps afin de simplifier l'explication du processus. Toutefois, une généralisation du processus à des lois de codage temporel variables dans le temps constitue une application envisageable au procédé de codage/décodage, objet de la

25

présente invention, entrant dans le champ des équivalents de cette dernière.

En outre, entre des valeurs de temps discrètes  $n-1$  et  $n$ , les transitions  $b_n^m$  du modèle de Markov combiné  
5 correspondant peuvent être exprimées selon la relation (9) :

$$s_n^m : u_n^m \rightarrow s_{n+1}^m \quad (9)$$

et conduisent alors à un ensemble de symboles complexes  
10 transmis, exprimé sous la forme  $\{z_n^{m,t}\}_{t=1}^{n_m}$  pour chacune des branches ou couches de transmission de rang  $m$ .

Dans ces conditions, en référence aux relations (7) et (8), l'état combiné du modèle obtenu peut être exprimé en termes de séquences de symboles codés de sortie  
15 de la forme  $\{x_{n-\chi_c+1}^m, \dots, x_{n-1}^m\}$  sous la forme de la relation (10) :

$$s_n^m = \{ \{x_{n-\chi_c+1}^m, \dots, x_{n-1}^m\} v_n^m \} \quad (10).$$

De manière équivalente, ces séquences de symboles  
20 de sorties peuvent être exprimées en termes de séquences de symboles d'entrée, exprimées par  $\{u_{n-\chi_c+1}^m, \dots, u_{n-1}^m\}$  comme vérifiant la relation (11) :

$$s_n^m = \{ v_{n-\chi_c+1}^m, \{u_{n-\chi_c+1}^m, \dots, u_{n-1}^m\} \} \quad (11)$$

25

Le mode opératoire du codage ST-TCM peut également être décrit par l'introduction d'états réduits  $v_n^m$ ,

lesquels consistent en une troncature de mémoire du plein état  $v_n^m$  correspondant.

Pour une longueur de contrainte réduite  $k_m < \chi_m$  du codage temporel, des lois de codage temporel peuvent être  
5 réécrites selon les relations (12) et (13) :

$$v_{n+1}^m = \varphi_v^m \left( v_{n-(\chi_m - k_m)}^m; \{u_{n-(\chi_m - k_m)}^m, \dots, u_n^m\} \right) \quad (12)$$

$$10 \quad x_n^m = \varphi_x^m \left( v_{n-(\chi_m - k_m)}^m; \{u_{n-(\chi_m - k_m)}^m, \dots, u_n^m\} \right) \quad (13)$$

En référence aux relations (12) et (13) précédentes et de la même manière que précédemment relativement aux relations (7) et (8), l'état combiné du  
15 modèle de Markov peut être exprimé en termes de séquence de symboles d'entrée  $\{u_{n-\chi_c+1-(\chi_m - k_m)}^m, u_{n-1}^m\}$  comme vérifiant la relation (14) :

$$s_n^m = \left\{ v_{n-\chi_c+1-(\chi_m - k_m)}^m; \{u_{n-\chi_c+1-(\chi_m - k_m)}^m, \dots, u_{n-1}^m\} \right\} \quad (14)$$

20

L'ensemble des relations précédentes, relatives au processus de codage interne mis en œuvre dans le cas du procédé de codage, objet de la présente invention tel que décrit précédemment dans la description, permet de définir  
25 le treillis combiné associé au processus de codage élémentaire ST-TCM.

Le progression temporelle des séquences d'état produites par le processus de Markov combiné décrit

précédemment peut être visualisé par un diagramme en treillis, noté  $T^m$ , dont les sommets et les transitions à toutes profondeurs ou sections de rang  $n$ ,  $n$  désignant une variable de temps discret, correspondent aux états et transitions  $s_n^m$  et  $b_n^m$  définis précédemment. On note par  $V^m$  et  $B^m$  les sommets et l'espace des branches du diagramme en treillis  $T^m$ . On note également  $V_n^m$  et  $B_n^m$  l'espace des sommets et des branches à la profondeur et à la section  $n$  respectivement. On rappelle qu'une section est définie comme l'ensemble des branches contenues entre deux instants discrets de profondeurs adjacentes  $n$ ,  $n-1$ .

On indique en outre que, lorsque le treillis est régulier, ainsi que supposé dans le cadre de la présente description, toute section de treillis  $B_n^m$  est suffisante pour décrire l'évolution du processus de Markov d'un temps discret  $n-1$  à un temps discret  $n$ . En outre, au niveau de toute profondeur  $n$  du treillis selon la variable des temps discrets, l'espace des sommets  $V_n^m$  peut être identifié comme un seul espace d'état fini, constitué par tous les états possibles du processus de Markov combiné.

En définitive, en notant  $|\cdot|$  la cardinalité de chaque espace et en raison du fait que, à chaque profondeur de rang  $n$   $2^{K_m(\chi_c-1)}$  états d'interférence intersymboles sont combinés avec chaque état d'encodage, l'état de complexité du treillis combiné résultant vérifie la relation (15) :

$$|V_n^m| = 2^{K_m(\chi_c-1)} |V_n^{m, \text{etc}}| \quad (15)$$

Dans la relation (15) précédente,  $V_n^{m, \text{stc}}$  désigne l'état de l'espace du  $m^{\text{ième}}$  treillis ST-TCM. En outre, en raison du fait que, à partir de chaque état émergent exactement  $2^{K_m}$  transitions, la complexité de l'espace des branches du treillis combiné à chaque section  $n$  vérifie la relation (16) :

$$|B_n^m| = 2^{K_m} |V_n^m| \quad (16)$$

La généralisation de l'approche précédente à la totalité de la structure multicouches, c'est-à-dire de la structure constituée par les voies multiplexées et codées selon le codage interne à l'émission, peut être explicitée de la manière ci-après. Les états et les séquences d'entrée du modèle de Markov combiné sont assimilés à la concaténation des états ou des séquences d'entrée des processus de Markov élémentaires combinés modélisant chaque codage interne ST-TCM suivis par des sous-groupes de canaux correspondants générateurs d'interférences intersymboles.

Le treillis combiné associé à ce modèle, noté  $T^\otimes$ , est le produit cartésien  $\otimes$  des  $v$  treillis combinés  $\{T^m\}_{m=1}^{m=v}$ . Pour cette raison, les valeurs de complexité des espaces de branches et de sommets vérifient les relations (17) et (18) :

$$|V_n^\otimes| = \prod_{m=1}^v |V_n^m| \quad (17)$$

$$|B_n^\otimes| = |V_n^\otimes| \cdot \prod_{m=1}^v 2^{\kappa_m} \quad (18)$$

Dans les relations précédentes,  $V_n^\otimes, B_n^\otimes$  et  $V_n^m, B_n^m$  désignent l'espace des sommets et des branches du treillis combiné  $T^\otimes$  et du treillis élémentaire  $T^m$  de rang  $m$  à chaque section  $n \in [1, \tau]$ .

La mise en œuvre d'un module d'égalisation et de décodage conjoint de type SISO, module 210<sub>b</sub> sur la figure 4a, pour réaliser le processus itératif d'égalisation et de décodage conjoint associé au décodage externe, a pour objet de calculer la valeur logarithmique du rapport de probabilité a posteriori de chaque bit constitutif de chaque symbole d'entrée  $\underline{u}_n^m$  à chaque instant discret  $n \in [1, \tau]$  et, bien entendu, pour chacune des couches  $m \in [1, v]$ .

Un tel calcul peut être mis en œuvre de manière logicielle par exemple, par l'application de l'algorithme BCJR tel que décrit par L.R. BAHL, J. COCKE, F. JELINEK, J. RAVIV dans l'article intitulé "Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate", IEEE France. Inform. Theory, Vol.IT-20, pp. 284-287, March 1974. L'algorithme précité doit alors être appliqué sur l'ensemble du treillis combiné multicouches  $T^\otimes(V^\otimes, B^\otimes)$ .

Toutefois, les calculs et espace mémoire requis pour la mise en œuvre de l'algorithme optimum précité étant sensiblement linéaires en fonction de la complexité de l'espace des branches  $|B^\otimes|$ , une telle approche de maximum a posteriori (MAP) se révèle très rapidement



prohibitive en complexité et ne peut être mise en œuvre en pratique.

Une possibilité, conformément à la mise en œuvre du procédé de décodage et du système de décodage, objets  
 5 de la présente invention, pour surmonter cette difficulté relative à la complexité, peut consister à restreindre chacun des treillis élémentaires combinés  $T^m$  en sous-treillis, notés  $T^m(V^m, B^m)$ , ces sous-treillis étant obtenus par troncature de la longueur de contrainte effective  $\chi_c$   
 10 des canaux de transmission élémentaires et réduction de cette dernière à une valeur arbitraire, la valeur  $\kappa_m \in [1, \chi_c]$ . La référence à l'indice  $m$  de la valeur arbitraire  $\kappa_m$  indique que cette valeur peut varier d'une couche à la couche suivante.

15 Dans ces conditions, les sous-états de chaque sous-treillis  $T^m$  sont définis selon la relation (19) :

$$s_n^m = \left\{ v_{n-\kappa+1}^m, \left\{ u_{n-\kappa_m+1}^m, \dots, u_{n-1}^m \right\} \right\} \quad (19)$$

20 A titre d'exemple spécifique, on indique que lorsque la valeur arbitraire  $\kappa_m$  est choisie égale à 1, les treillis élémentaires combinés sont réduits à des treillis ST-TCM purs.

Une réduction supplémentaire particulièrement  
 25 avantageuse peut même être obtenue en réduisant la longueur de contrainte des codages temporels par exemple. Dans ce dernier cas, les treillis élémentaires combinés sont réduits à des sous-treillis de treillis ST-TCM purs.

Compte tenu du fait qu'une partie seulement de la  
 30 mémoire des canaux de transmission et des codages

élémentaires ST-TCM est prise en compte dans les sous-états des treillis multicouches combinés, les signaux modulés sous forme de symboles complexes transmis  $\{z_n^{m,t}\}_{t=1}^{t=v}$  et impliqués dans le calcul des métriques de branches euclidiennes, mais qui toutefois ne sont pas directement accessibles, doivent être explicitement recalculés par la technique dite du traitement par survivant ou *per survivor processing PSP* en langage anglo-saxon.

Dans le but de réduire l'effet bien connu résultant de propagation d'erreurs, la technique PSP nécessite que les canaux de transmission de toutes les antennes de transmission à toutes les antennes de réception soient à minimum de phase. Malheureusement, ainsi que décrit dans la technique antérieure, il n'est habituellement pas possible de mettre en œuvre un filtre de longueur finie en émission/réception multiple permettant de satisfaire exactement à la contrainte de minimum de phase précitée.

Toutefois, un processus de traitement consistant en une généralisation de l'algorithme de Viterbi à contrainte réduite, connu sous le nom de algorithme GVA, a été proposé. L'idée de base du processus de traitement GVA précité consiste à compenser la dégradation de performances introduite par le traitement PSP précédemment cité en retenant un nombre  $\Omega$  de trajets survivants supérieur à 1 par sous-état. Ce processus de traitement est ici désigné par GPSP, pour *Generalized Per Survivor Processing* en langage anglo-saxon. Lorsqu'un tel algorithme est appliqué à un processus d'égalisation et de décodage conjoint, l'algorithme de Viterbi généralisé GVA se révèle être très robuste au phénomène de propagation

d'erreurs, ainsi que décrit par R. VISOZ, P. TORTELIER et A.O. BERTHET dans l'article publié par IEEE Electronic Letters, Vol.36, N°3, pp. 227-228, février 2000, précédemment cité dans la description.

5           En particulier, le processus de traitement GPSP précité rend la mise en œuvre d'un préfiltrage à minimum de phase superflu.

          Compte tenu de ces considérations générales, le module 210<sub>b</sub> d'égalisation et de détection conjointe peut  
10 être mis en œuvre sous la forme d'un module logiciel basé sur des algorithmes d'égalisation et de décodage conjoint de type SISO spécialement adaptés pour réaliser une égalisation et un décodage conjoint multicouche, lesquels sont sensiblement améliorés grâce à l'utilisation du  
15 traitement GPSP.

          Parmi les différents algorithmes d'égalisation et de décodage conjoint de type SISO susceptibles d'être utilisés pour la mise en œuvre du module 210<sub>b</sub> précité, on peut citer l'algorithme SISO de détection multicouche  
20 optimal et de décodage spatio-temporel, l'algorithme de type BCJR à état réduit généralisé à récursion avant et arrière et, enfin, dans un mode de réalisation préférentiel qui sera seul décrit dans la présente description ci-après, l'algorithme de type SOVA à état  
25 réduit généralisé à une seule voie de récursion.

          La mise en œuvre de l'algorithme de type SOVA à état réduit généralisé à une seule voie de récursion précédemment mentionné permet une réduction significative, tant en terme de complexité calculatoire et d'espace  
30 mémoire nécessaire, par la suppression de la récursion arrière et traitement des sorties souples, c'est-à-dire

des variables ou valeurs logarithmiques de rapport de probabilité a priori pendant la récursion avant, ainsi que proposé dans le cadre de l'algorithme SOVA par J.HAGENAUER, P. HOEHER dans l'article intitulé "A Viterbi  
 5 Algorithm with Soft Decision Outputs and its Applications", publié par Proc., IEEE, Globecom, 89, pp.1680-1686, Dallas, USA, Nov.1989.

Pour la mise en œuvre de l'algorithme de type SOVA à état réduit généralisé précité, dans le cadre du procédé  
 10 et du système de décodage objets de la présente invention, on suppose que, à chaque section de temps discret  $n-1$  et à chaque sous-état de départ  $s' \in V_{n-1}^{\otimes}$  sont disponibles les quantités ou entités ci-après :

- une liste ordonnée  $L_1 = \{\mu_{n-1}^{\rightarrow, s'}, \omega \in [1, \Omega]\}$  de  $\Omega$  métriques  
 15 de sous-états accumulés par récursion avant ;
- une liste ordonnée  $L_2 = \{\hat{u}_{k=n-\theta-1}^{n-1, s'}, \omega \in [1, \Omega]\}$  des  $\Omega$  trajets survivants correspondants, définis par  $L_3$  :  

$$\hat{u}_{k=n-\theta-1}^{n-1, s'} = \{\hat{u}_{n-\theta-1}^{s'}, \hat{u}_{n-\theta}^{s'}, \dots, \hat{u}_{n-1}^{s'}\}$$
 et terminant en  $s'$  ;
- une liste ordonnée  $L_4 : \{\hat{L}_{k=n-\theta-1}^{n-1, s'}, \omega \in [1, \Omega]\}$  des  $\Omega$   
 20 valeurs pondérées non signées relatives à chaque bit définies par  $L_5 : \hat{L}_{k=n-\theta-1}^{n-1, s'} = \{\hat{L}_{n-\theta-1}^{s'}, \hat{L}_{n-\theta}^{s'}, \dots, \hat{L}_{n-1}^{s'}\}$  et terminant en  $s'$ .

Le module 210<sub>b</sub> d'égalisation et de décodage conjoint SISO mettant en œuvre l'algorithme de type SOVA à  
 25 état réduit généralisé à une voie de récursion réalise alors uniquement une récursion avant et à chaque section  $n \in [1, \tau]$ , pour chaque sous-état de terminaison  $s \in V_n^{\otimes}$ ,

calcule pour chaque transition  $b \in B_n^\otimes$  tel que  $b^+ = s$  et pour tous les rangs  $\ell \leq \Omega$ , les  $\Omega \times \prod_{m=1}^v 2^{K_m}$  entités suivantes, ces entités vérifiant la relation (20) :

$$5 \quad \mu_{\bar{n},*}(s) = \mu_{\bar{n}-1,\ell}(b^-) + \xi_{n,\ell}(b) \quad (20)$$

$$\text{avec } \xi_{n,\ell}(b) = \frac{1}{2\sigma^2} \sum_{r=1}^p \left\| y_n^r - \sum_{m=1}^v \sum_{t=1}^{\eta_m} \sum_{k=0}^{\chi_c-1} z_{n-k}^{m,t} h_k^{m,t,r} \right\|^2 - \ell_n \Pr(b)$$

où  $\xi_{n,\ell}(b)$  désigne la métrique de branche associée à la  
10 branche  $b$ ,  $\Pr(b)$  désigne la probabilité a priori sur la  
branche  $b$ ,  $\ell_n$  désignant le logarithme Népérien.

Les entités vérifiant la relation (20) précitée  
sont alors classées par ordre de valeur croissante.

La récursion avant est alors mise en œuvre en  
15 tenant compte des conditions aux limites selon la relation  
(21) :

$$\mu_{\bar{0},1}(0) = 0 \quad \mu_{\bar{0},\omega}(0) = \infty \quad \text{pour } \omega > 1 \quad (21)$$

$$\text{et } \mu_{\bar{0},\omega}(s) = \infty, \forall s \neq 0, \omega \in [1, \Omega]$$

20 Seules les  $\Omega$  meilleures valeurs des entités précitées  
sont alors mémorisées aux sous-états  $s$  pour le passage à  
la section suivante.

Simultanément, les trajets passés survivants  
vérifiant la relation :

25

$$\hat{u}_{k=n-\theta-1}^{n-1} s', \omega \in [1, \Omega]$$

sont étendus selon les transitions existantes  $s' : \underline{u}_n \rightarrow s$ .  
 Les  $\Omega \times \prod_{m=1}^{m=v} 2^{\kappa_m}$  nouveaux trajets survivants potentiels,  
 notés  $\hat{\underline{u}}_{k=n-\theta}^n \overset{s'}{*}$  sont temporairement mémorisés et triés  
 compte tenu du rang de leur métrique associée  $\mu_{\bar{n},*}(s)$  mais  
 5 seuls les  $\Omega$  meilleurs trajets, au sens des métriques qui  
 leur sont associées, sont effectivement utilisés pour  
 l'étape relative à la prochaine section.

De manière similaire, des valeurs passées non  
 signées pondérées au niveau bit, notées :

10

$$\hat{\underline{L}}_{k=n-\theta-1}^{n-1} \overset{s'}{\omega}, \omega \in [1, \Omega]$$

sont étendues conformément aux transitions existantes  
 $s' : \underline{u}_n \rightarrow s$ . Les  $\Omega \times \prod_{m=1}^{m=v} 2^{\kappa_m}$  nouvelles séquences de  
 15 valeurs pondérées non signées potentielles, notées  
 $\hat{\underline{L}}_{k=n-\theta}^n \overset{s}{*}$  sont temporairement mémorisées et triées selon le  
 rang des métriques  $\mu_{\bar{n},*}(s)$ . Pour chaque couche  $m \in [1, v]$  et  
 pour chaque bit d'entrée  $j \in [1, \kappa_m]$ , les valeurs pondérées  
 non signées estimées  $\hat{\underline{L}}_{n,m,j} \overset{s}{\omega}$  sont initialisées selon la  
 20 relation (22) :

$$\hat{\underline{L}}_{n,m,j} \overset{s}{\omega} = \infty \quad (22)$$

De même, seules les  $\Omega$  meilleures séquences de  
 25 valeurs pondérées non signées nécessitent d'être  
 mémorisées pour l'étape relative à la section suivante.

Le module 210<sub>b</sub> d'égalisation et de décodage conjoint procède ensuite à la mise à jour, par choix des valeurs pondérées, de l'algorithme de type SOVA.

Pour chaque sous-état  $s \in V_n^{\otimes}$ , pour chaque couche  $m \in [1, v]$ , pour chaque bit d'entrée  $j \in [1, \kappa_m]$  et pour chaque rang de survivant  $\omega \in [1, \Omega]$ , les séquences de valeur pondérée non signée au niveau bit sont mises à jour à partir de la profondeur  $k = n-1$  jusqu'à la profondeur  $k = n-\delta$  selon la relation (23) :

10

$$\hat{L}_{\kappa, m, j}^s_{\omega} = f(\hat{L}_{\kappa, m, j}^s_{\omega}, \Delta_{n, m, j}^s_{\omega}) \quad (23)$$

Dans les relations précédentes, on indique que  $\omega$  désigne le rang de classement des métriques en un nœud,  $\theta$  désigne la profondeur de délai de calcul et  $\delta$  la profondeur de remise à jour des sorties souples, ou sorties pondérées. De manière générale, on indique que  $\delta = \theta$ .

Dans la relation (23) on indique en outre que  $f(.)$  est une fonction d'adaptation ou de mise à jour et que  $\Delta_{n, m, j}^s_{\omega}$  vérifie la relation (24) :

20

$$\Delta_{n, m, j}^s_{\omega} = \mu_{n, \bar{\omega}_{m, j}}^{\rightarrow}(s) - \mu_{n, \omega}^{\rightarrow}(s) \quad (24)$$

Dans la relation (24) précitée  $\bar{\omega}_{m, j}$  vérifie la relation (25) :

25

$$\bar{\omega}_{m, j} = \min \{ \ell \geq \Omega + 1, \hat{u}_{k, m, j}^s_{\ell} \neq \hat{u}_{k, m, j}^s_{\omega} \} \quad (25)$$

La fonction de mise à jour  $f(\cdot)$ , précédemment mentionnée dans la relation (23) peut être définie par la relation (26) :

$$f(\hat{L}_{k,m,j}^s, \Delta_{n,m,j}^s) = \ln \frac{1 + \exp(\hat{L}_{k,m,j}^s + \Delta_{n,m,j}^s)}{\exp(\hat{L}_{k,m,j}^s) + \exp(\Delta_{n,m,j}^s)} \quad (26)$$

et peut, de manière habituelle, être calculée selon une valeur approchée par la relation (27) :

$$f(\hat{L}_{k,m,j}^s, \Delta_{n,m,j}^s) \approx \min \{ \hat{L}_{k,m,j}^s, \Delta_{n,m,j}^s \} \quad (27)$$

Lorsque  $n \geq \theta$ , l'algorithme de type SOVA généralisé délivre alors des décisions pondérées signées au niveau bit sur  $u_{n-\theta}$ . Les valeurs pondérées signées au niveau bit vérifient la relation (28) :

$$\lambda(u_{n-\theta}^m) = (2 \times \hat{u}_{n-\theta,m,j}^{s*} - 1) \times \hat{L}_{n-\theta,m,n}^{s*} \quad (28)$$

et sont calculées pour  $m \in [1, v]$ ,  $j \in [1, \kappa_m]$  en utilisant le trajet survivant de premier rang et la séquence de valeurs pondérées non signées au niveau bit correspondant, lesquelles se terminent chacune à la section  $n$  dans le sous-état  $s^*$  défini par la relation (29) :

$$s^* = \arg \min \{ \mu_{n,l}^{\rightarrow}(s), s \in V_n^{\otimes} \} \quad (29)$$

En définitive, la valeur logarithmique des rapports de probabilité extrinsèque utilisable sur les



bits  $u_{n-\theta,j}^m$  est calculée par soustraction bit à bit de la valeur logarithmique rapport de probabilité a priori  $\lambda^a(u_{n-\theta,m,j})$  provenant du décodage externe  $C^0$ , afin de produire les valeurs pondérées signées vérifiant la relation (30) :

$$\lambda^e(u_{n-\theta,j}^m) = \lambda(u_{n-\theta,j}^m) - \lambda^a(u_{n-\theta,j}^m) \quad (30)$$

En référence à la figure 4a, on indique que les valeurs logarithmiques des rapports de probabilité extrinsèque sur les bits  $u_{n-\theta,j}^m$  constituent les flux d'information extrinsèque sur les bits des trames utilisateur  $\{EIEUSO_m\}_{m=1}^{m=v}$  et que la valeur logarithmique des rapports de probabilité a priori, exprimée sous la forme  $\lambda^a(u_{n-\theta,m,j})$  constitue l'information a priori sur les bits des trames utilisateur  $\{APIUDS_m\}_{m=1}^{m=v}$ .

Différents résultats de simulation seront maintenant donnés en liaison avec les figures 5a, 5b et 5c, ces résultats de simulation consistant en des graphes représentatifs du taux d'erreur bit, noté BER, en fonction de la valeur du rapport signal à bruit  $E_b/N_0$ , exprimé en dB, pour un même signal numérique d'origine codé conformément au procédé objet de la présente invention, puis transmis et décodé conformément au même procédé objet de la présente invention, lorsque ce dernier est mis en œuvre au moyen d'un processus d'égalisation et de décodage conjoint de type SOVA, pour différentes configurations de paramétrage du processus précité.

Sur la figure 5a, on a représenté le taux d'erreur bit BER pour une première, une deuxième et une troisième itération, notées #1, #2 et #3, pour un canal de transmission normalisé sévère, de type EQ-3 et pour une  
5 efficacité spectrale sensiblement constante de l'ensemble du système égale à 3 bits/s/Hz. Le nombre d'antennes d'émission était égal à 4 et le nombre d'antennes de réception égal à 2.

Le code externe utilisé  $C^0$  était un code  
10 convolutif récursif systématique à huit états de rendement  $3/4$  et le code interne  $E^m$  identique pour chaque couche étant pour chaque couche un code non récursif non systématique de rendement  $1/2$  à quatre états, mis en correspondance (*mapped*) sur une constellation de type QPSK  
15 et produisant une ST-TCM triviale.

Dans ces conditions, le rendement global du codage est égal à  $3/8$ .

Le nombre de salves est pris égal à  $n=8$  par trame, et chaque salve contient 128 symboles QSPK.

20 Le processus de détection égalisation conjointe, de type SOVA, est mis en œuvre pour une variable de remontée  $\theta = 15$ , une variable de profondeur de renouvellement  $\delta = 15$  et un nombre de trajets survivants  $\Omega = 8$ . Il est appliqué sur un treillis interne réduit à  
25 16 états.

On constate, pour un taux d'erreur bit de départ donné, voisin de  $1,00 \times 10^{-1}$  à la première itération, une réduction de l'ordre de 1 dB entre la première et la deuxième itération, pour un taux d'erreur bit, égale  
30  $1,00 \times 10^{-2}$ .

Sur la figure 5b, on a représenté le taux d'erreur bit BER pour une première, une deuxième et une troisième itération, notées #1, #2 et #3, pour un canal de transmission normalisé sévère, de type EQ-3 et pour une  
5 efficacité spectrale sensiblement constante de l'ensemble du système égale 2 bits/s/Hz. Le nombre d'antennes d'émission était égal à 3 et le nombre d'antennes de réception égal à 2.

Le code externe utilisé  $C^0$  était un code convolutif  
10 récursif systématique à huit états de rendement  $2/3$  et le code interne  $E^m$  identique pour chaque couche étant un code non récursif non systématique de rendement  $1/2$  à 4 états mis en correspondance (*mapped*) sur une constellation de type QSPK et produisant une ST-TCM triviale.

15 Dans ces conditions, le rendement global du codage est égal à  $1/3$ .

Le nombre de salves est pris égal à  $n=8$  par trame et chaque salve contient 128 symboles QSPK.

Le processus de détection égalisation conjointe de type  
20 SOVA est mis en œuvre pour une variable de remontée  $\theta = 15$ , une variable de profondeur de renouvellement  $\delta = 15$  et un nombre de trajets survivants  $\Omega = 8$ . Il est appliqué sur un treillis interne réduit à 16 états.

Sur la figure 5b, on peut constater, pour un taux  
25 d'erreur bit sensiblement égal à  $1,00 \times 10^{-2}$ , un gain en rapport signal à bruit de l'ordre de 1 dB entre la première et la troisième itération #1, #3.

Enfin, sur la figure 5c, on a représenté des conditions de simulation semblables à celles de la figure  
30 5b, dans lesquelles toutefois le nombre de trajets survivants mis en œuvre pour le processus d'égalisation et

de détection conjointe de type SOVA, comprenait un nombre de trajets survivants  $\Omega = 6$ .

Alors que la décroissance du taux d'erreur bit BER en fonction du rapport signal à bruit  $E_b/N_0$  exprimé en dB apparaît plus faible que dans le cas de la figure 5b, le gain en rapport signal à bruit  $E_b/N_0$ , pour un taux d'erreur bit  $BER = 1,00 \times 10^{-3}$  entre la première et la troisième itération #1, #3, est proche de 1,5 dB.

REVENDICATIONS

1. Procédé de codage d'un flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles en émission et en réception multiple, caractérisé en ce qu'il  
5 consiste, à partir d'un flux initial de données numériques :

- à soumettre ledit flux initial de données numériques à un codage externe au moyen d'un premier code de rendement déterminé, pour engendrer un flux numérique  
10 codé ;

- à soumettre ledit flux numérique codé, subdivisé en blocs successifs, à un processus d'entrelacement par blocs pour engendrer un flux numérique codé ;

- à soumettre ledit flux numérique codé et  
15 entrelacé à un démultiplexage, ledit flux numérique codé et entrelacé étant ainsi subdivisé en un nombre  $v$  de flux numériques codés entrelacés élémentaires ;

- à soumettre chaque flux numérique codé entrelacé élémentaire à un codage interne au moyen d'au moins un  
20 deuxième code de rendement déterminé pour engendrer un ensemble de flux numériques élémentaires, codés par combinaisons spatio-temporelles ;

- à transmettre chaque flux numérique élémentaire constitué en symboles sur un canal de transmission au  
25 moyen d'une antenne d'émission distincte, l'ensemble desdites antennes d'émission formant un réseau à diversité spatiale, pour engendrer un ensemble de flux numériques élémentaires transmis présentant une diversité spatiale et temporelle, ce qui permet, à la réception, d'effectuer un  
30 décodage du flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles constitué par ledit

ensemble de flux numériques élémentaires transmis, à partir d'informations a priori représentatives de la diversité spatiale et temporelle.

2. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit au moins un deuxième code permettant d'assurer ledit codage interne est un code unique de rendement déterminé, appliqué à chaque flux numérique codé entrelacé élémentaire.

3. Procédé selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit au moins un deuxième code permettant d'assurer ledit codage interne est un code distinct de rendement déterminé, appliqué à l'un des flux numériques codés entrelacés élémentaires.

4. Procédé selon l'une des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que ledit au moins un deuxième code permettant d'assurer ledit codage interne est constitué par un code du type modulation codée en treillis spatio-temporelle, chaque code étant appliqué à chaque flux numérique codé entrelacé élémentaire pour engendrer une pluralité de flux de symboles de modulation, chaque flux de symboles de modulation transmis sur le canal de transmission étant issu d'une antenne d'émission distincte, les groupes d'antennes d'émission distinctes de chaque code du type modulation codée en treillis spatio-temporelle formant un sous-réseau d'antennes à diversité spatiale.

5. Procédé de décodage d'un flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles en émission et en réception multiple, ce flux de données numériques codées consistant au moins en un ensemble de flux numériques élémentaires obtenus par un premier codage

externe d'un flux initial de données numériques au moyen d'un premier code de rendement déterminé, entrelacement par blocs de flux numérique codé issu de ce premier codage externe, démultiplexage temporel du flux numérique codé et  
5 entrelacé obtenu sur un nombre déterminé  $v$  de voies de démultiplexage, ce flux numérique codé et entrelacé étant ainsi subdivisé en un même nombre  $v$  de flux numériques codés et entrelacés élémentaires, soumission de chaque flux numérique codé et entrelacé élémentaire à un deuxième  
10 codage interne au moyen d'au moins un deuxième code de rendement déterminé pour engendrer ledit ensemble de flux numériques élémentaires, codés par combinaisons spatio-temporelles, transmission de chaque flux numérique élémentaire constitué en symboles au moyen d'une antenne  
15 d'émission distincte, l'ensemble des antennes d'émission formant un réseau d'antennes d'émission à diversité spatiale, caractérisé en ce que ledit procédé de décodage consiste :

- à recevoir ledit flux de données numériques  
20 codées par combinaisons spatio-temporelles constitué par ledit ensemble de flux numériques élémentaires transmis sur un canal de transmission sur une pluralité d'antennes de réception, lesdites antennes de réception étant en nombre indépendant du nombre  $v$  d'antennes d'émission et  
25 formant un réseau d'antennes de réception à diversité spatiale pour définir un ensemble de flux élémentaires de symboles de modulation reçus ;

- à soumettre ledit ensemble de flux élémentaires de symboles de modulation reçus à un processus itératif  
30 d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint, au moyen dudit deuxième codage interne à partir

d'un flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés issu d'un décodage à partir dudit code externe, ledit flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés constituant une information a priori, pour engendrer un premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés ;

- à soumettre ledit premier flux d'information extrinsèque à un désentrelacement, pour engendrer un deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés en provenance du processus d'égalisation et de décodage conjoint ;

- à soumettre ledit deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés à un décodage à partir dudit premier code externe, pour engendrer un troisième flux d'information extrinsèque sur les bits codés, issu du décodage à partir dudit premier code externe ;

- à soumettre ledit troisième flux d'information extrinsèque à un entrelacement, pour engendrer ledit flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, constituant ladite information a priori ;

- à réinjecter ladite information a priori dans le processus itératif d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint.

6. Procédé selon la revendication 5, caractérisé en ce que, pour un deuxième codage interne du type modulation codée en treillis spatio-temporelle, ledit processus itératif d'égalisation et de décodage conjoint consiste :



- à démultiplexer ledit flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, constituant ladite information a priori, en un ensemble de flux d'information a priori sur les bits de  
5 trames utilisateur subdivisées en paquets ;

- à effectuer une égalisation et un décodage conjoint à entrée/sortie souple appliqués à un treillis réduit en nombre d'états, ce treillis étant défini comme le produit des treillis combinés des modulations codées en  
10 treillis spatio-temporelles et des canaux à mémoire élémentaire s'y rapportant, eux-mêmes réduits en nombre d'états, pour engendrer un flux de sorties pondérées sur les bits des trames utilisateur ;

- à extraire de chaque flux de sorties pondérées  
15 sur les bits des trames utilisateur ladite information a priori sur les bits des trames utilisateur, pour engendrer un flux d'information extrinsèque sur les bits des trames utilisateur ;

- à multiplexer les flux d'information extrinsèque  
20 sur les bits des trames utilisateur, pour engendrer ledit premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés.

7. Procédé selon la revendication 5 ou 6, caractérisé en ce que ledit décodage au moyen dudit  
25 premier code externe consiste :

- à soumettre ledit deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés en provenance du processus d'égalisation et de décodage conjoint à un décodage à  
entrée/sortie pondérée au moyen dudit premier code  
30 externe, pour engendrer un flux de sorties pondérées

représentatives d'une information a posteriori sur les bits codés ;

- à soustraire ledit deuxième flux d'information extrinsèque dudit flux de sorties pondérées représentatives de ladite information a posteriori sur les bits codés, pour engendrer ledit troisième flux d'information extrinsèque sur les bits codés.

8. Système de codage d'un flux de données numériques codées par combinaisons spatio-temporelles en émission et en réception multiple, ce système comportant au moins :

- des moyens de codage externe d'un flux initial de données numériques, à partir d'un premier code de rendement déterminé, pour engendrer un flux numérique codé, subdivisé en blocs successifs ;

- des moyens d'entrelacement par blocs permettant, à partir dudit flux numérique codé, d'engendrer un flux numérique codé entrelacé présentant une diversité temporelle ;

- des moyens démultiplexeurs recevant ledit flux numérique codé entrelacé, permettant d'engendrer un nombre  $v$  de flux numériques codés entrelacés élémentaires ;

- une pluralité de moyens de codage interne à partir d'au moins un deuxième code de rendement déterminé, chaque moyen de codage interne recevant l'un desdits flux numériques codés entrelacés élémentaires, pour engendrer un ensemble de flux numériques élémentaires, codés par combinaisons spatio-temporelles et constitués en symboles ;

- une pluralité d'antennes d'émission de chaque flux numérique élémentaire codé par combinaison spatio-temporelle et constitué en symboles, une antenne d'émission distincte assurant la transmission d'un flux numérique élémentaire, l'ensemble desdites antennes d'émission formant un réseau à diversité spatiale, ledit système permettant d'engendrer un ensemble de flux numériques élémentaires transmis présentant une diversité spatiale et temporelle, ce qui permet, à la réception, d'effectuer un décodage des flux numériques élémentaires transmis à partir d'information a priori représentative de la diversité spatiale temporelle.

9. Système de codage selon la revendication 8, caractérisé en ce que, pour un deuxième code permettant d'assurer ledit codage interne constitué par un code du type modulation codée en treillis spatio-temporelle, chaque code étant appliqué à chaque flux numérique codé entrelacé élémentaire, pour engendrer une pluralité de flux de symboles de modulation, les antennes d'émission distinctes sont arrangées en groupes d'antennes transmettant chacun un flux de symboles de modulation, les groupes d'antennes d'émission distinctes de chaque type de modulation codée en treillis spatio-temporelle formant un sous-réseau d'antennes à diversité spatiale.

10. Système de décodage d'un flux de données numériques codées par combinaison spatio-temporelle en émission et en réception multiple, ce flux de données numériques codées consistant au moins en un ensemble de flux numériques élémentaires transmis obtenu par un premier codage externe d'un flux initial de données numériques au moyen d'un premier code de rendement

déterminé, entrelacement par blocs du flux numérique codé issu de ce premier codage externe, démultiplexage temporel du flux numérique codé et entrelacé obtenu sur un nombre déterminé  $v$  de voies de démultiplexage, ce flux numérique codé et entrelacé étant ainsi subdivisé en un même nombre  $v$  de flux numériques codés et entrelacés élémentaires, soumission de chaque flux numérique codé et entrelacé élémentaire à un deuxième codage interne au moyen d'au moins un deuxième code de rendement déterminé, pour engendrer cet ensemble de flux numériques élémentaires, codés par combinaisons spatio-temporelles, transmission de chaque flux numérique élémentaire subdivisé en symboles au moyen d'une antenne d'émission distincte selon un ensemble de flux élémentaires transmis sur un canal de transmission, l'ensemble des antennes d'émission formant un réseau d'antennes d'émission à diversité spatiale, ce système de décodage comprenant :

- une pluralité d'antennes de réception permettant de recevoir ledit ensemble de flux numériques élémentaires transmis sur ce canal de transmission, lesdites antennes de réception étant en nombre indépendant du nombre  $v$  d'antennes d'émission et formant un réseau d'antennes de réception à diversité spatiale, pour définir un ensemble de flux élémentaires de symboles de modulation reçus ;

- des moyens de turbo-détection desdits flux élémentaires de symboles de modulation reçus par égalisation et détection conjointe et décodage itératifs, lesdits moyens de turbo-détection comportant :

- des moyens d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint, au moyen dudit deuxième codage interne à partir d'un flux d'information extrinsèque

- sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés issu d'un décodage à partir dudit code externe, ledit flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés
5. constituant une information a priori, lesdits moyens d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint permettant, à partir desdits flux élémentaires de symboles de modulation reçus, d'engendrer un premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés par
- 10 le premier code externe et entrelacés ;
- des moyens de désentrelacement dudit premier flux d'information extrinsèque, pour engendrer un deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés en provenance des moyens d'égalisation et de décodage

15 conjoint ;

  - des moyens de décodage à partir dudit premier code externe recevant ledit deuxième flux d'information extrinsèque et permettant d'engendrer un troisième flux d'information extrinsèque sur les bits codés, issu du

20 décodage à partir dudit premier code externe ;

  - des moyens d'entrelacement dudit troisième flux d'information extrinsèque, pour engendrer ledit flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés, constituant ladite

25 information a priori réinjectée dans lesdits moyens d'égalisation du canal de transmission et de décodage conjoint.

11. Système selon la revendication 10, caractérisé en ce que lesdits moyens d'égalisation et de décodage

30 conjoint comportent :

- un module d'injection de ladite information a priori comprenant des moyens démultiplexeurs recevant ladite information a priori constituée par ledit flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code externe et entrelacés et délivrant un ensemble de flux d'information a priori sur les bits de trames utilisateur, ledit ensemble de flux étant démultiplexé sur un même nombre  $v$  de voies de démultiplexage que le nombre de flux numériques codés et entrelacés élémentaires engendrés à l'émission ;

- des moyens de décodage à entrée/sortie pondérée recevant en entrée, d'une part, ledit flux d'information a priori sur les bits de trames utilisateur, et, d'autre part, lesdits flux élémentaires de symboles de modulation reçus et délivrant un flux de sorties pondérées sur les bits des trames utilisateur ;

- une pluralité de moyens soustracteurs, permettant de soustraire de chaque flux de sorties pondérées sur les bits des trames utilisateur ladite information a priori sur les bits de trames utilisateur et délivrant un flux d'information extrinsèque sur les bits des trames utilisateur ;

- des moyens multiplexeurs des flux d'information extrinsèque permettant, à partir dudit flux d'information extrinsèque sur les bits des trames utilisateur, de délivrer ledit premier flux d'information extrinsèque sur les bits codés par le premier code et entrelacés.

12. Système selon la revendication 10 ou 11, caractérisé en ce que lesdits moyens de décodage à partir dudit premier code externe comprennent :

- un module de décodage à entrée/sortie pondérée recevant ledit deuxième flux d'information extrinsèque sur les bits codés en provenance du processus d'égalisation et de décodage conjoint et délivrant un flux de sorties pondérées représentatives d'une information a posteriori sur les bits codés ;

- un module soustracteur permettant de soustraire dudit flux de sorties pondérées représentatives d'une information a posteriori sur les bits codés ledit deuxième flux d'information extrinsèque et délivrant ledit troisième flux d'information extrinsèque sur les bits codés, issu du décodage à partir dudit premier code externe.

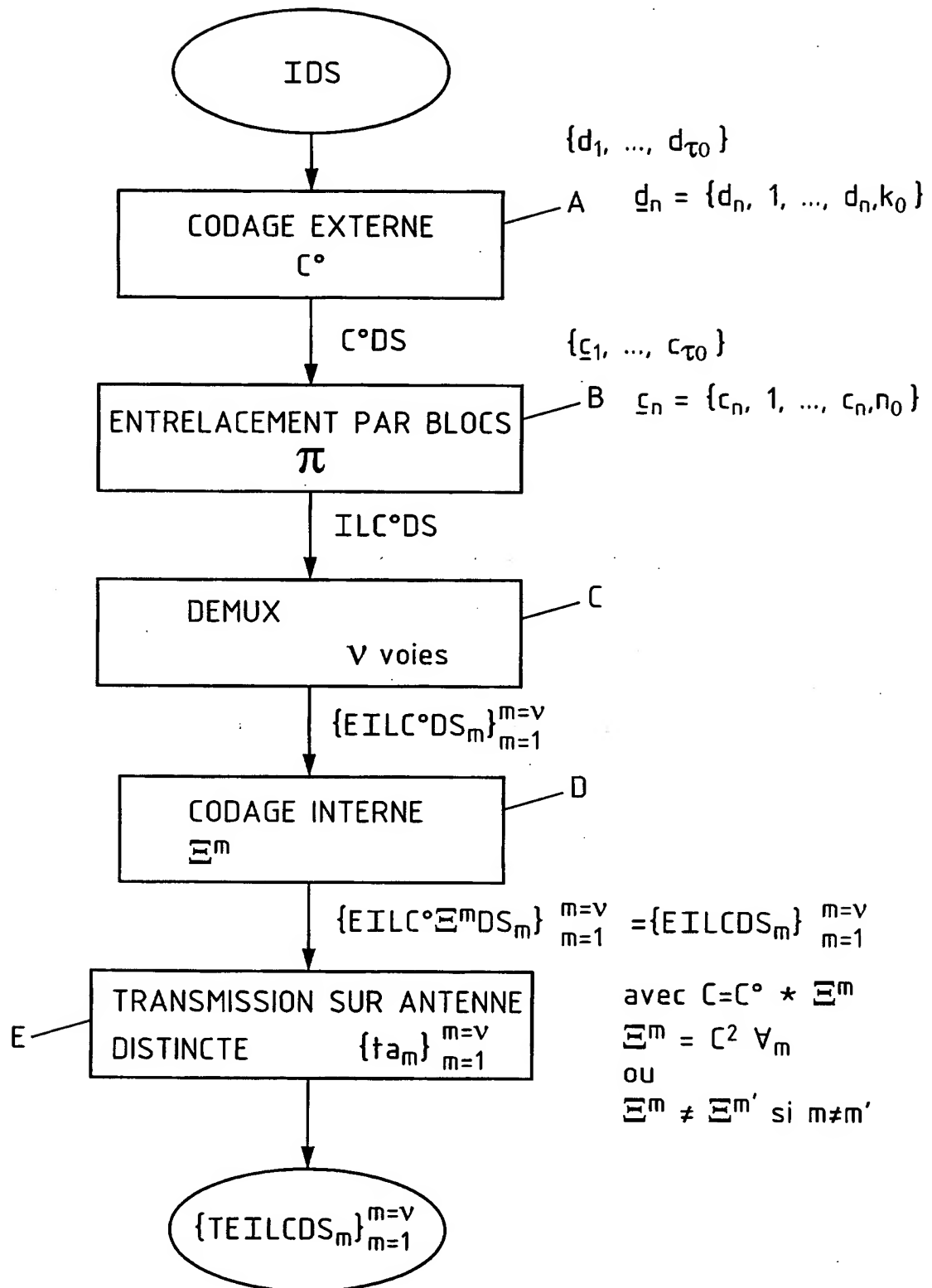


FIG. 1a



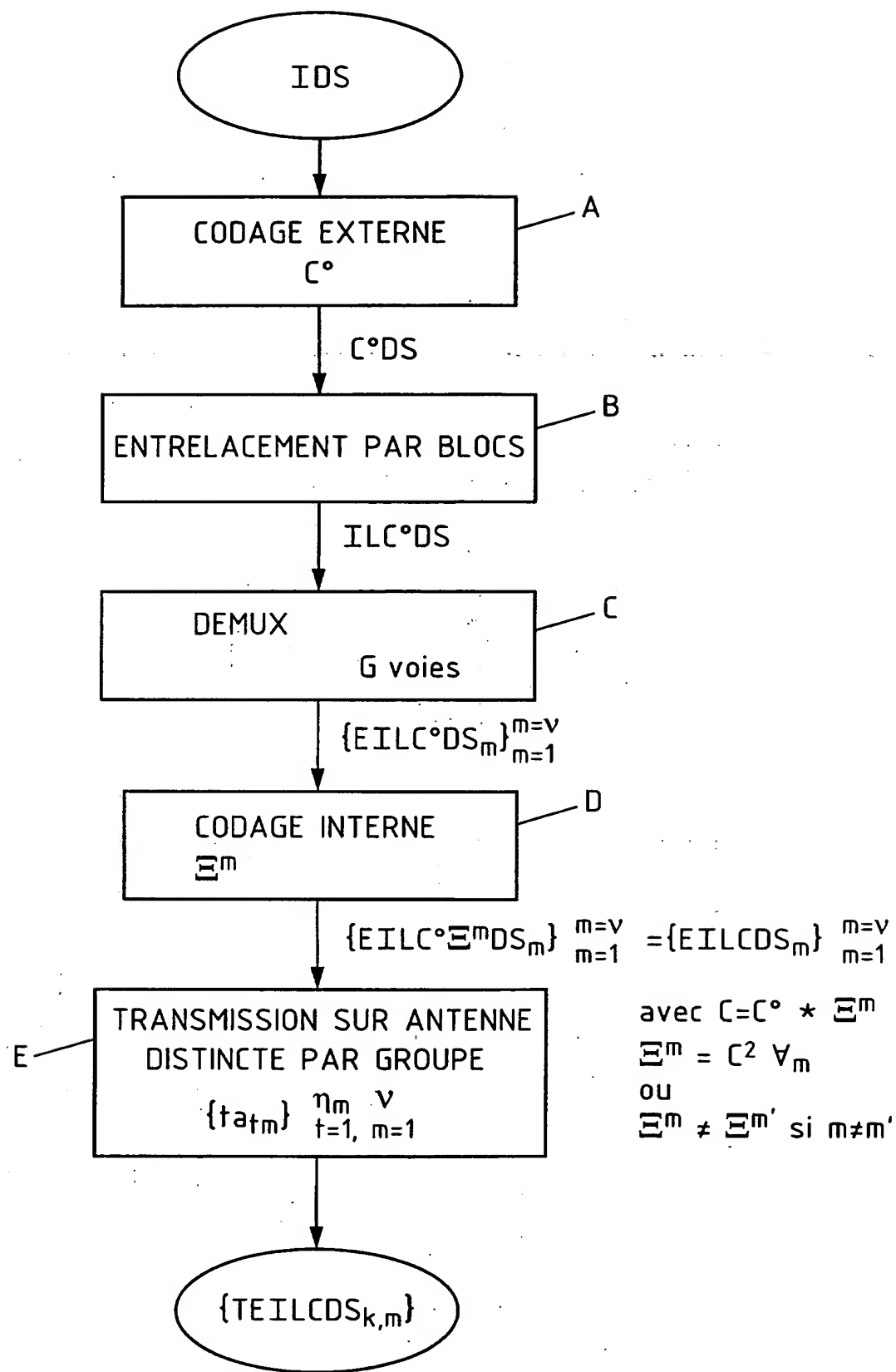


FIG. 1b

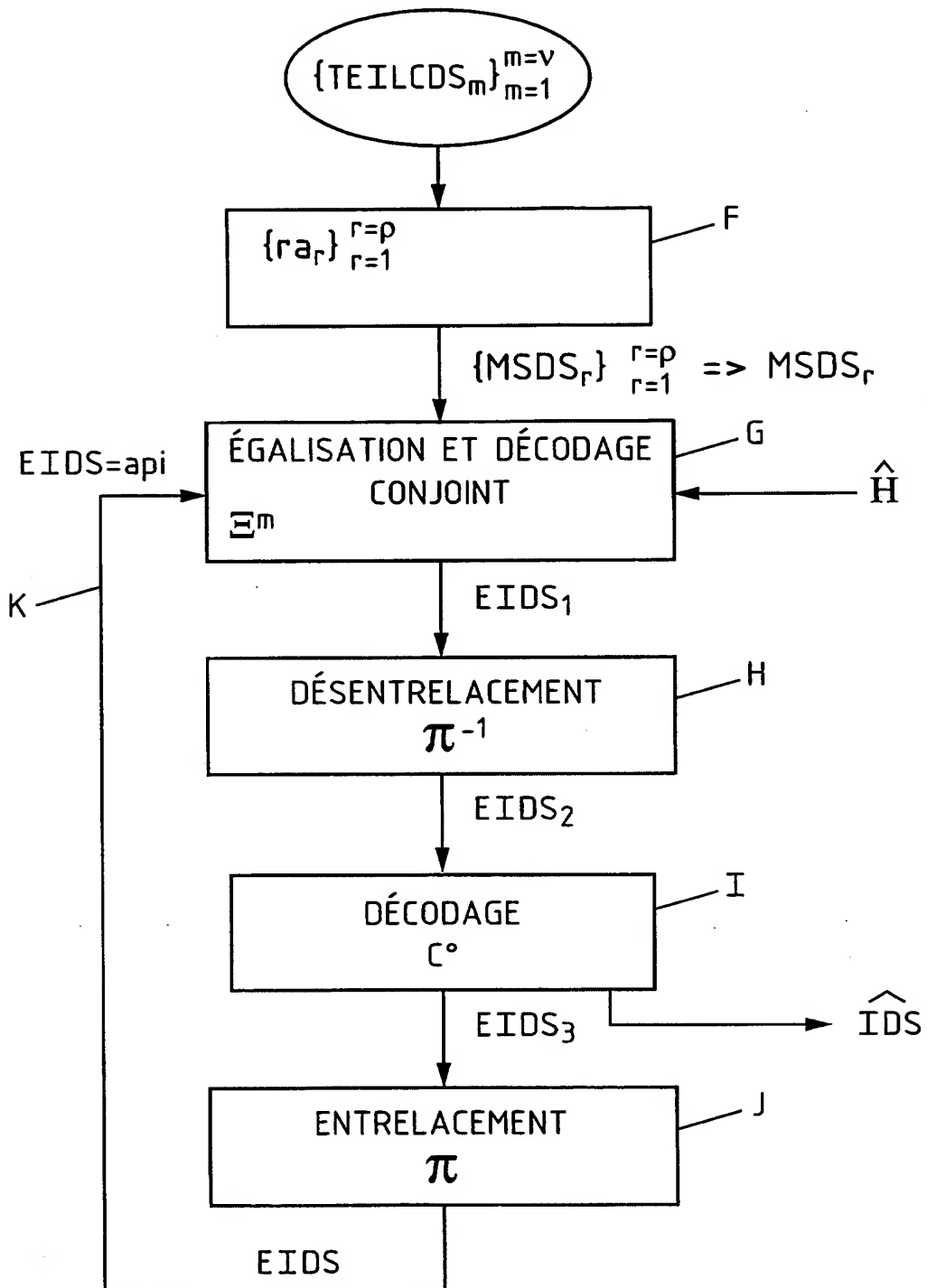


FIG. 2a

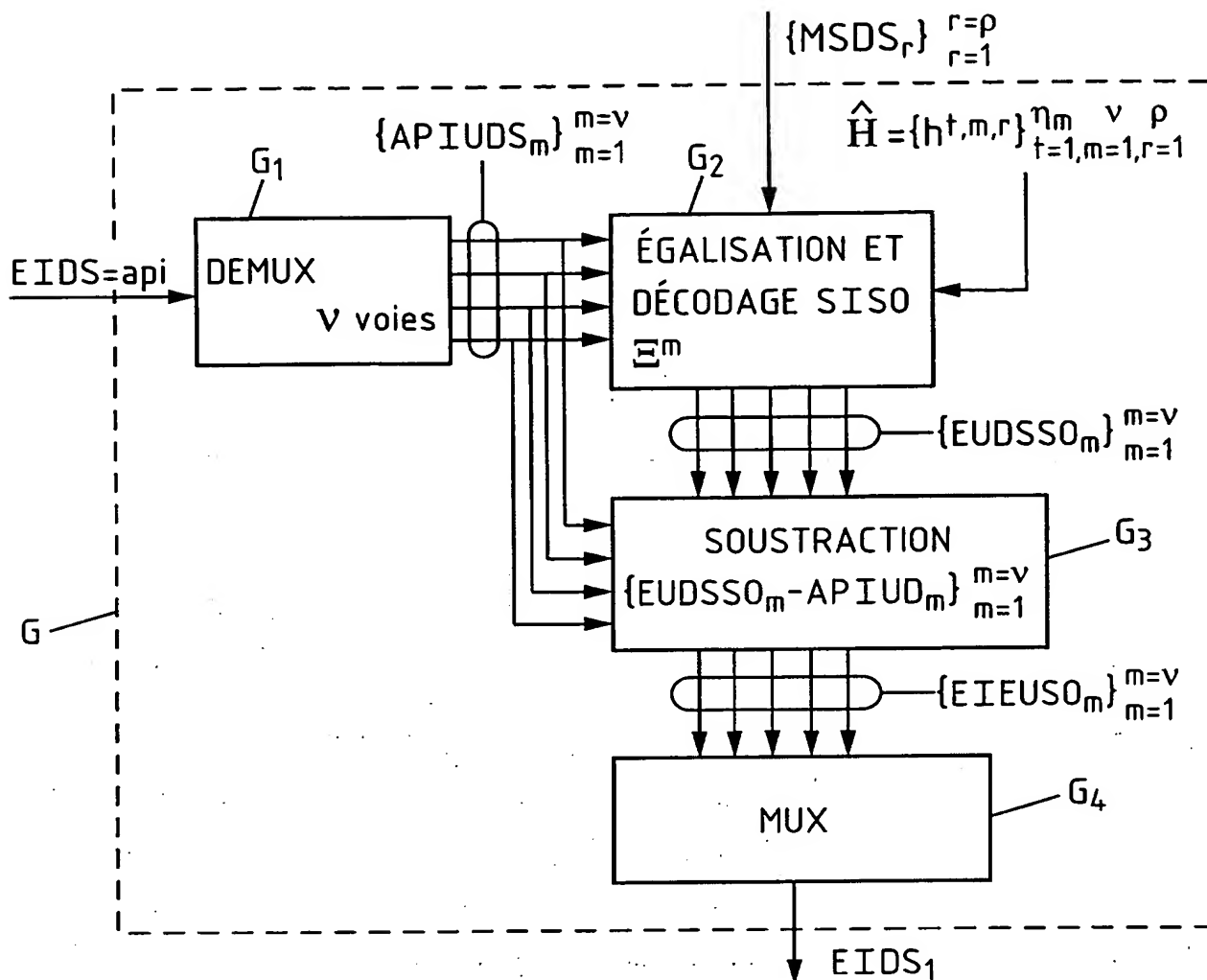


FIG. 2b

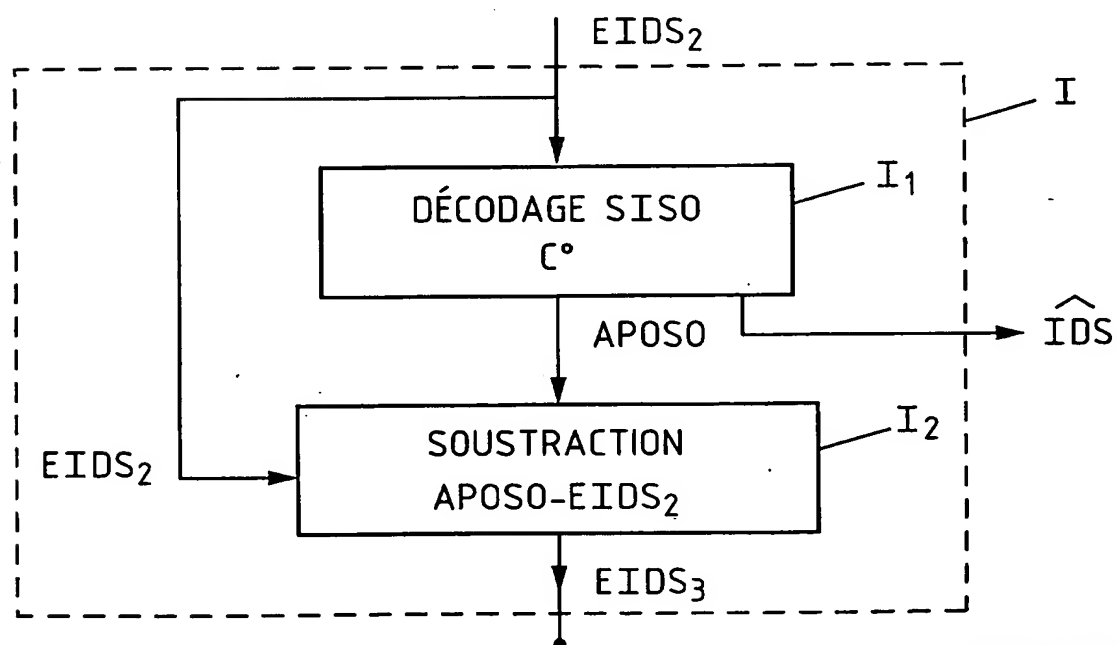


FIG. 2c

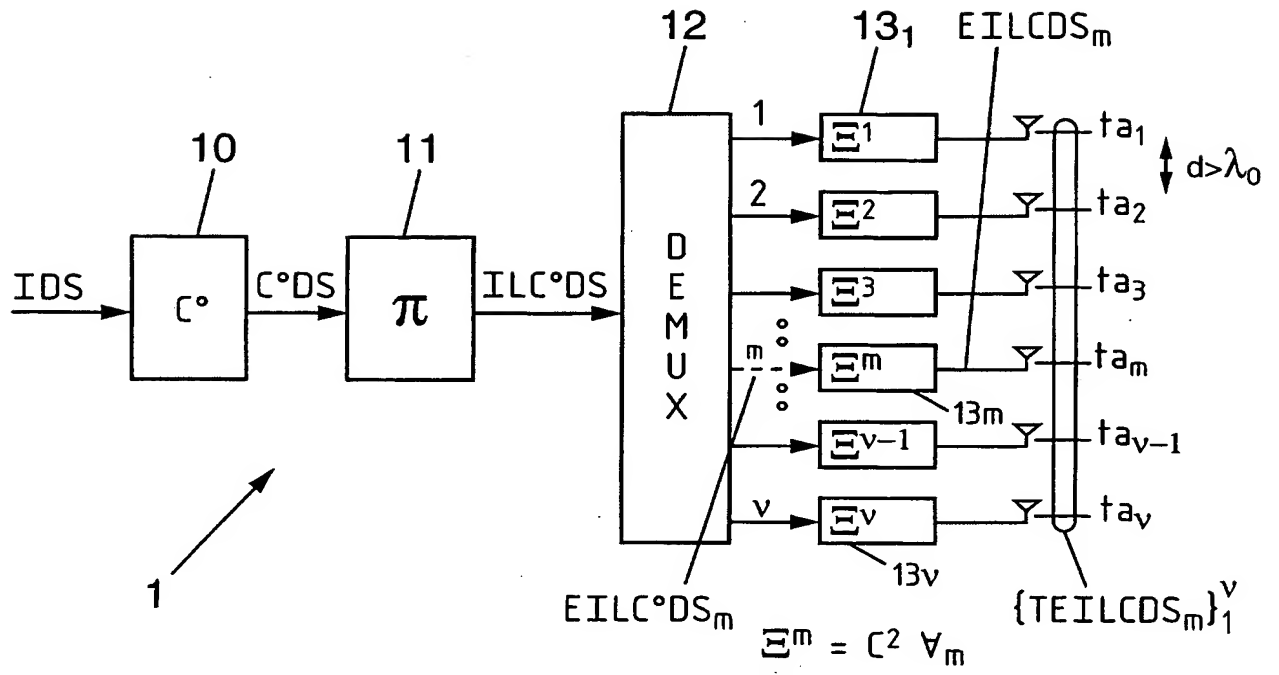


FIG. 3a

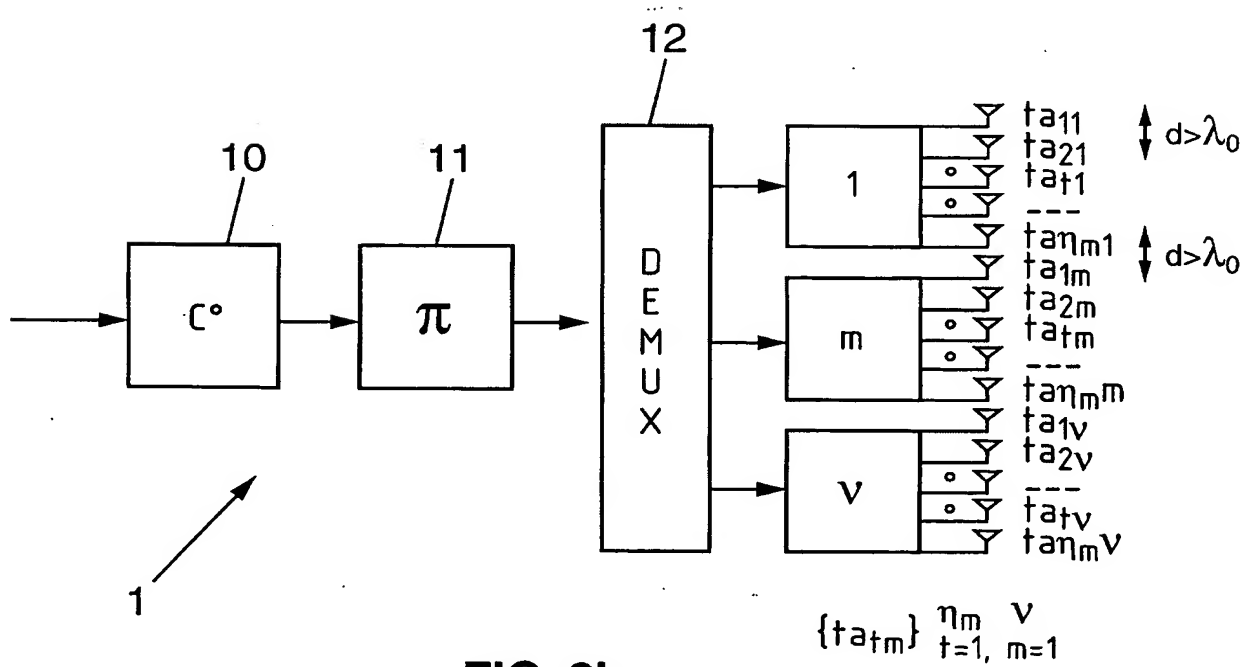


FIG. 3b

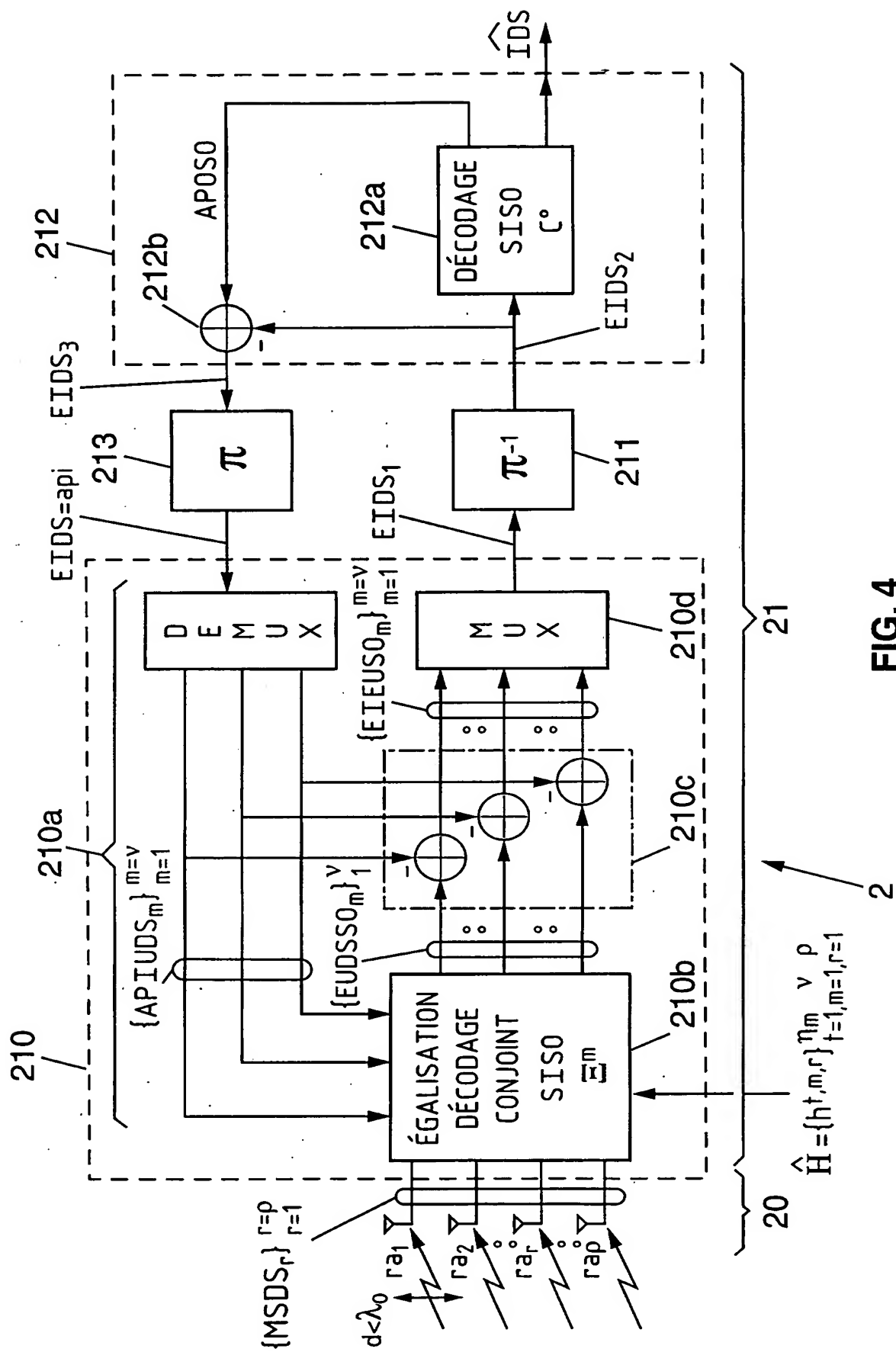


FIG. 4

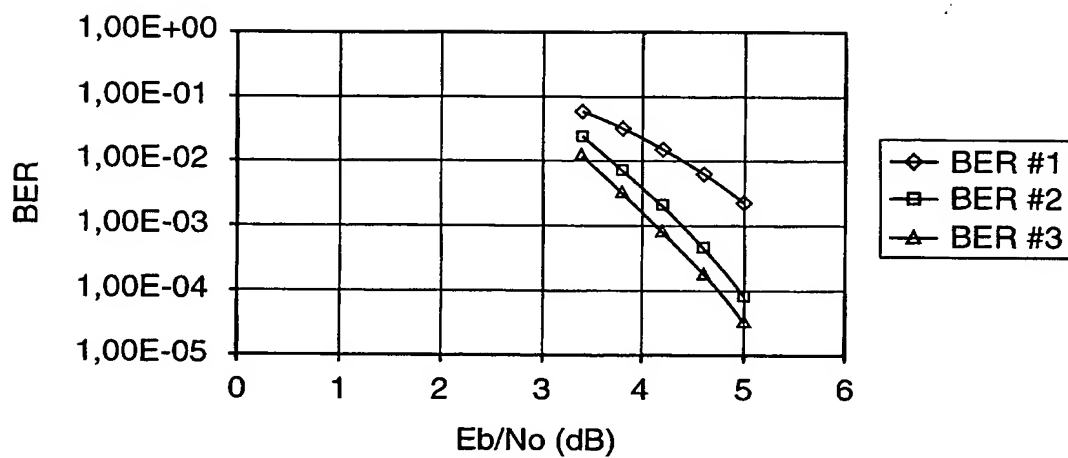


FIG. 5a

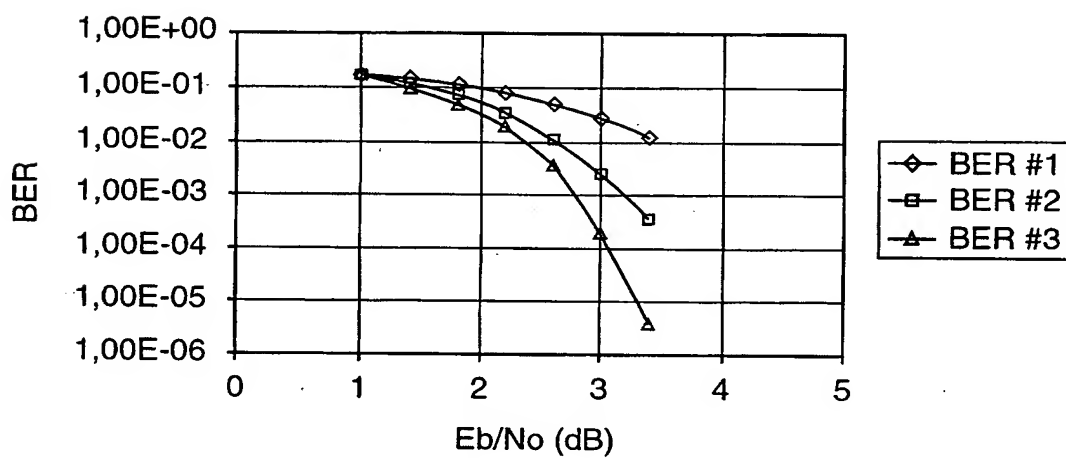


FIG. 5b

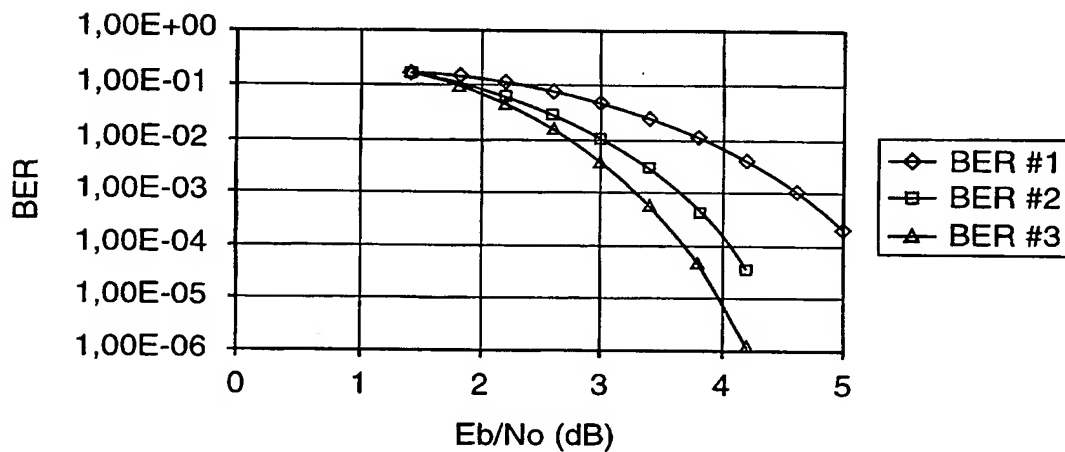


FIG. 5c

DÉPARTEMENT DES BREVETS

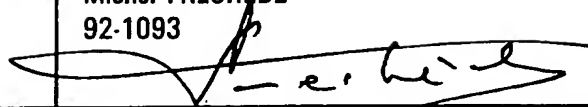
26 bis, rue de Saint Pétersbourg  
75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

DÉSIGNATION D'INVENTEUR(S) Page N° 1.11.  
(Si le demandeur n'est pas l'inventeur ou l'unique inventeur)

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 W / 260899

Vos références pour ce dossier (facultatif)		BFF010016-MF/EMA	
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL		0102343	
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum)			
PROCÉDE ET SYSTÈME DE CODAGE-DECODAGE ITERATIF DE FLUX DE DONNÉES NUMÉRIQUES CODÉES PAR COMBINAISONS SPATIO-TEMPORELLES, EN ÉMISSION ET RÉCEPTION MULTIPLE.			
LE(S) DEMANDEUR(S) :			
FRANCE TELECOM			
DESIGNE(NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) : (Indiquez en haut à droite «Page N° 1/1» S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez un formulaire identique et numérotez chaque page en indiquant le nombre total de pages).			
Nom		BERTHET Antoine	
Prénoms			
Adresse	Rue	72, avenue Jean Jaurès 92290 CHATENAY FRANCE	
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom		VISOZ Raphaël	
Prénoms		33, rue Danton 92130 ISSY LES MOULINEAUX FRANCE	
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
DATE ET SIGNATURE(S) DU (DES) DEMANDEUR(S) OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		Le 21 février 2001  <b>CABINET PLASSERAUD</b> Michel FRECHEDE 92-1093 	

**This Page Blank (uspto)**